

DATA TRANSMISSION WITH NON-UNIFORM DISTRIBUTION OF DATA RATES FOR A MULTIPLE-INPUT MULTIPLE-OUTPUT (MIMO) SYSTEM

Publication number: JP2005519520 (T)

Publication date: 2005-06-30

Classification:

- international: H04B7/04; H04B7/26; H04J11/00; H04J99/00; H04L1/00; H04L1/06; H04L1/20; H04B7/04; H04B7/26; H04J11/00; H04J99/00; H04L1/00; H04L1/02; H04L1/20; (IPC1-7): H04B7/26; H04J11/00; H04J15/00

- European: H04B7/04M1; H04L1/00A1; H04L1/00A8Q; H04L1/06; H04L1/06T5; H04L1/20

Application number: JP20030573799T 20030227

Priority number(s): US20020087503 20020301; WO2003US06326 20030227

Abstract not available for JP 2005519520 (T)

Abstract of corresponding document: WO 03075479 (A1)

Translate this text

Techniques to determine data rates for a number of data streams transmitted via a number of transmission channels (or transmit antennas) in a multi-channel (e.g., MIMO) communication system. In one method, the "required" SNR for each data rate to be used is initially determined, with at least two data rates being unequal. The "effective" SNR for each data stream is also determined based on the received SNR and successive interference cancellation processing at the receiver to recover the data streams. The required SNR for each data stream is then compared against its effective SNR. The data rates are deemed to be supported if the required SNR for each data stream is less than or equal to its effective SNR. A number of sets of data rates may be evaluated, and the rate set associated with the minimum received SNR may be selected for use for the data streams.

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表2005-519520

(P2005-519520A)

(43) 公表日 平成17年6月30日 (2005.6.30)

(51) Int. Cl.⁷

F 1

テーマコード (参考)

H 04 J 15/00

H 04 J 15/00

5 K 0 2 2

H 04 B 7/26

H 04 J 11/00

Z

5 K 0 6 7

H 04 J 11/00

H 04 B 7/26

C

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 33 頁)

(21) 出願番号 特願2003-573799 (P2003-573799)
 (86) (22) 出願日 平成15年2月27日 (2003.2.27)
 (85) 翻訳文提出日 平成16年9月1日 (2004.9.1)
 (86) 国際出願番号 PCT/US2003/006326
 (87) 国際公開番号 W02003/075479
 (87) 国際公開日 平成15年9月12日 (2003.9.12)
 (31) 優先権主張番号 10/087, 503
 (32) 優先日 平成14年3月1日 (2002.3.1)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 595020643
 クアルコム・インコーポレイテッド
 QUALCOMM INCORPORATED
 アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92
 121-1714、サン・ディエゴ、モア
 ハウス・ドライブ 5775
 (74) 代理人 100058479
 弁理士 鈴江 武彦
 (74) 代理人 100091351
 弁理士 河野 哲
 (74) 代理人 100088683
 弁理士 中村 誠
 (74) 代理人 100109830
 弁理士 福原 淑弘

最終頁に続く

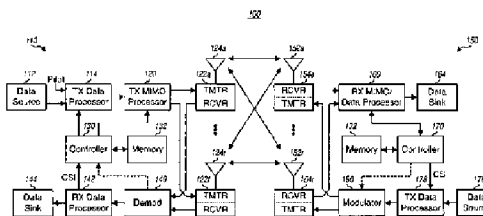
(54) 【発明の名称】 多元入力多元出力 (MIMO) システムに対するデータレートの不均一な配信をともなったデータ送信

(57) 【要約】

【課題】 多元入力多元出力 (MIMO) システムに対するデータレートの不均一な配信をともなったデータ送信

。

【解決手段】 多元チャネル (例えば、MIMO) 通信システムにおいて複数の送信チャネル (若しくは、送信アンテナ) を介して送信された複数のデータストリームに対するデータレートを決定するための技術。1つの方法では、使用されるべき各データレートに対する“必要な” SNRは、等しくならない少なくとも2のデータレートを使用して初めに決定される。各データストリームに対する“実効的な” SNRも、受信された SNR及び受信機における連続的な干渉排除プロセッシングに基づいて決定されて、データストリームを再生する。各データストリームに対して必要な SNRは、その後、その実効的な SNRに対して比較される。データレートは、各データストリームに対して必要な SNRがその実効的な SNRより小さい若しくは等しいのであれば、サポートされると判断される。データレートのセットの数は、評価される可能性があり、そして最小の受信された SNRに関



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

多元チャネル通信システムにおいて複数の送信チャネルを介して送信されるべき複数のデータストリームに対するデータレートを決定するための方法であって、以下を具備する：

複数のデータストリームに対して使用されるべき複数のデータレートのそれぞれに対して必要な信号－対－ノイズ－及び－干渉比（S N R）を決定することであって、ここで、少なくとも 2 のデータレートは等しくない；

複数のデータストリームを再生するために受信機において連続的な干渉削除プロセシングの一部に基づいて複数のデータストリームのそれぞれに関する実効的な S N R を決定することと；

データストリームに関する実効的な S N R に対して、各データストリームに対して必要な S N R を比較すること；及び

比較することの結果に基づいて複数のデータレートがサポートされるか否かを決定すること。

【請求項 2】

請求項 1 の方法、ここで、複数のデータストリームは、多元入力多元出力（M I M O）通信システムにおいて複数の送信アンテナを経由して送信される。

【請求項 3】

請求項 2 の方法、ここで、各データストリームは、それぞれの送信アンテナを経由して送信される、そしてここで、各データストリームに関する実効的な S N R は、データストリームに対して使用される全送信出力に基づいて決定される。

【請求項 4】

請求項 1 の方法、ここで、各データストリームに関する実効的な S N R は、複数の送信チャネルの動作状態の指標である受信された S N R に基づいてさらに決定される。

【請求項 5】

請求項 4 の方法、ここで、受信された S N R は、複数のデータストリームのいずれか 1 に対して必要な S N R に基づいて決定される。

【請求項 6】

請求項 4 の方法、ここで、受信された S N R は、通信システムに対して指定される。

【請求項 7】

請求項 4 の方法、ここで、受信された S N R は、受信機において推定される。

【請求項 8】

請求項 4 の方法、ここで、連続的な干渉削除プロセシングは、各ステージにおいて 1 のデータストリームを再生する、そしてここで、各再生されたデータストリームに関する実効的な S N R は、以下のように推定される

【数 6】

$$\text{SNR}_{\text{eff}}(k) = \left(\frac{N_R - N_T + k}{N_T N_R} \right) \text{SNR}_x \quad \text{式 (9)}$$

ここで、 $\text{SNR}_{\text{eff}}(k)$ は、ステージ k において再生されたデータストリームに関する実効的な S N R であり、

SNR_x は、受信された S N R であり、

N_T は、データ送信に使用した送信アンテナの数であり、及び

N_R は、受信アンテナの数である。

【請求項 9】

請求項 4 の方法であって、以下をさらに具備する：

データレートの複数のセットを評価すること；及び

複数のデータストリームに対する使用のために最小の受信された S N R に関連付けられたレートセットを選択すること。

【請求項 10】

請求項 9 の方法、ここで、各レートセット中のデータレートは、指定された全体のスペクトル効率を達成するために選択される。

【請求項 11】

請求項 1 の方法、ここで、各データレートに対して必要な S N R は、ルックアップテーブルに基づいて決定される。 10

【請求項 12】

請求項 1 の方法、ここで、各データレートに対して必要な S N R が、そのデータレートに関する実効的な S N R より小さい若しくは等しいのであれば、複数のデータレートは、サポートされるべきであると判断される。

【請求項 13】

請求項 1 の方法、ここで、通信システムは、直交周波数分割マルチプレキシング (O F D M) を実行する。

【請求項 14】

多元入力多元出力 (M I M O) 通信システムにおいて複数の送信チャネルを経由して送信されるべき複数のデータストリームに対してデータレートを決定するための方法であって、以下を具備する： 20

M I M O システムの動作状態の指標であるオペレーティング信号一対一ノイズ一及び一干渉比 (S N R) を決定することと；

複数のデータストリームに対して使用されるべき複数のデータレートのそれぞれに対して必要な S N R を決定することであって、ここで、少なくとも 2 のデータレートは等しくなく、そしてここで、複数のデータレートは、指定された全体のスペクトル効率を達成するために選択される；

複数のデータストリームを再生するために受信機においてオペレーティング S N R 及び連続的な干渉削除プロセッシングに基づいて複数のデータストリームのそれぞれに関する実効的な S N R を決定することと； 30

データストリームに関する実効的な S N R に対して、各データストリームに対して必要な S N R を比較すること；及び

比較することの結果に基づいて複数のデータレートがサポートされるか否かを決定すること。

【請求項 15】

多元チャネル通信システムにおいて複数の送信チャネルを介して送信されるべき複数のデータストリームに対してデータレートを決定するための方法であって、以下を具備する：

複数の送信チャネルの動作状態の指標である受信された S N R を決定することと； 40

複数のデータストリームを再生するために受信機においてオペレーティング S N R 及び連続的な干渉削除プロセッシングに基づいて複数のデータストリームのそれぞれに関する実効的な S N R を決定すること；及び

データストリームに関する実効的な S N R に基づいて各データストリームに対してデータレートを決定すること、ここで、少なくとも 2 のデータレートは等しくない。

【請求項 16】

請求項 15 の方法、ここで、各データストリームに対するデータレートは、データストリームに対して必要な S N R がデータストリームに関する実効的な S N R より小さい若しくは等しくなるように決定される。

【請求項 17】

請求項 15 の方法、ここで、受信された S N R は、通信システムに対して指定される。

【請求項 18】

請求項 15 の方法、ここで、各データストリームは、多元入力多元出力 (M I M O) 通信システムにおいてそれぞれの送信アンテナを経由して送信される。

【請求項 19】

デジタル情報を以下にインタープリッティングできるデジタルシグナルプロセッシングデバイス (D S P D) に通信的に接続されたメモリであって：

多元チャネル通信システムにおいて複数の送信チャネルを介して送信されるべき複数のデータストリームに使用されるべき複数のデータレートのそれぞれに対して必要な信号－対－ノイズ－及び－干渉比 (S N R) を決定し、ここで、少なくとも 2 のデータレートは等しくない；

10

複数のデータストリームを再生するために受信機において連続的な干渉削除プロセッシングの一部に基づいて複数のデータストリームのそれぞれに関する実効的な S N R を決定し；

データストリームに関する実効的な S N R に対して、各データストリームに対して必要な S N R を比較し；及び

比較の結果に基づいて複数のデータレートがサポートされるか否かを決定する。

【請求項 20】

多元チャネル通信システムにおける装置であって、以下を具備する：

複数の送信チャネルを介して送信されるべき複数のデータストリームに使用されるべき複数のデータレートのそれぞれに対して必要な信号－対－ノイズ－及び－干渉比 (S N R) を決定するための手段であって、ここで、少なくとも 2 のデータレートは等しくない；

20

複数のデータストリームを再生するために受信機において連続的な干渉削除プロセッシングの一部に基づいて複数のデータストリームのそれぞれに関する実効的な S N R を決定するための手段と；

データストリームに関する実効的な S N R に対して各データストリームに対して必要な S N R を比較するための手段；及び

比較することの結果に基づいて複数のデータレートがサポートされるか否かを決定するための手段。

30

【請求項 21】

請求項 20 の装置であって、以下をさらに具備する：

データレートの複数のセットを評価するための手段；及び

複数のデータストリームに対する使用のために最小の受信された S N R に関連付けられたレートセットを選択するための手段。

【請求項 22】

請求項 20 の装置、ここで、多元チャネル通信システムは、多元入力多元出力 (M I M O) 通信システムである。

【請求項 23】

請求項 22 の装置、ここで、M I M O システムは、直交周波数分割マルチプレキシング (O F D M) を実行する。

40

【請求項 24】

請求項 20 の装置を具備する基地局。

【請求項 25】

請求項 20 の装置を具備するワイアレスターミナル。

【請求項 26】

多元入力多元出力 (M I M O) 通信システム中の送信機ユニットであって、以下を具備する：

以下を行うことによって複数の送信アンテナを経由して送信されるべき複数のデータストリームに対して複数のデータレートを適切に決定するためのコントローラであって

50

複数のデータレートのそれぞれに対して必要な信号－対－ノイズ－及び－干渉比（S N R）を決定することであって、ここで、少なくとも2のデータレートは等しくない、

複数のデータストリームを再生するために受信機において連続的な干渉削除プロセッシングの一部に基づいて複数のデータストリームのそれぞれに関する実効的なS N Rを決定すること、

データストリームに関する実効的なS N Rに対して各データストリームに対して必要なS N Rを比較すること、及び

比較することの結果に基づいて複数のデータレートがサポートされるか否かを決定すること；

10

それぞれのシンボルストリームを与えるために決定されたデータレートを使用して各データストリームを適切に処理するための送信（T X）データプロセッサ；及び

複数の送信アンテナを経由した送信に適した複数の変調された信号を与えるための複数のデータストリームに対する複数のシンボルストリームを適切に処理するための1若しくはそれ以上の送信機。

【請求項27】

請求項26の送信機ユニット、ここで、コントローラは、以下を行うことによって複数のデータストリームに対するデータレートをさらに適切に決定するためであって

データレートの複数のセットを評価すること、及び

最小の受信されたS N Rに関連付けられたレートセットを選択すること。

20

【請求項28】

請求項26の送信機ユニットを具備する基地局。

【請求項29】

請求項26の送信機ユニットを具備するワイアレスターミナル。

【請求項30】

多元入力多元出力（M I M O）通信システムにおける送信機装置であって、以下を具備する：

M I M Oシステムにおいて複数の送信アンテナを経由して送信されるべき複数のデータストリームに使用されるべき複数のデータレートのそれぞれに対して必要な信号－対－ノイズ－及び－干渉比（S N R）を決定するための手段、ここで、少なくとも2のデータレートは等しくない；

30

複数のデータストリームを再生するために受信機において連続的な干渉削除プロセッシングの一部に基づいて複数のデータストリームのそれぞれに関する実効的なS N Rを決定するための手段と；

データストリームに関する実効的なS N Rに対して各データストリームに対して必要なS N Rを比較するための手段と；

比較の結果に基づいて複数のデータレートがサポートされるか否かを決定するための手段と；

それぞれのシンボルストリームを与えるために各データストリームを処理するための手段；及び

40

複数の送信アンテナを経由した送信に適した複数の変調された信号を与えるために複数のデータストリームに対する複数のシンボルストリームを処理するための手段。

【請求項31】

多元入力多元出力（M I M O）通信システムにおける受信機ユニットであって、以下を具備する：

複数の送信されたデータストリームに対して複数の検出されたシンボルストリームを与えるために連続的な干渉削除プロセッシングを使用して受信し、複数の受信されたシンボルストリームを適切に処理するための受信機（R X）M I M Oプロセッサであって、連続的な干渉削除プロセッシングの各ステージに対して1の検出されたデータストリームである；及び

50

対応するデコードされたデータストリームを与えるために各検出されたシンボルス
トリームを適切に処理するためのRXデータプロセッサ、そして

ここで、複数の送信されたデータストリームに対するデータレートは、通信シス
テムの動作状態の指標である受信された信号－対－ノイズ－及び－干渉比（SNR）を決定
することと、受信されたSNR及び連続的な干渉削除プロセッシングに基づいて複数のデー
タストリームのそれぞれに関する実効的なSNRを決定すること、及び実効的なSNRに
基づいて各データストリームに対してデータレートを決定することによって決定され、そ
してここで、少なくとも2のデータレートは等しくない。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

10

【0001】

本発明は、一般にデータ通信に係り、特に、多元チャネル通信システム、例えば、多元
入力多元出力（MIMO）システム、の複数の送信チャネルを介して送信されるべき複数
のデータストリームに対して使用されるべきデータレートの不均一な配信を決定するため
の技術に関する。

【背景技術】

【0002】

ワイアレス通信システムにおいて、送信機からのRF変調された信号は、複数の伝達経
路を介して受信機に届く可能性がある。伝達経路の特性は、一般にフェーディング及びマル
チパスのような複数の因子のために時間とともに変化する。有害な経路効果に対するダイ
バーシティを与えるため及び性能を向上するために、複数の送信及び受信アンテナが使用
される可能性がある。送信及び受信アンテナの間の伝達経路が、線形で独立しているの
であれば（すなわち、1つの経路における送信が他の経路における送信の線形結合として
形成されない）、これは少なくともある程度までは真実である、データ送信を正しく受信
することの可能性は、アンテナの数が増加するとともに増加する。一般に、送信及び受信
アンテナの数が増加するにつれ、ダイバーシティが増加し、そして性能が向上する。

20

【0003】

多元入力多元出力（MIMO）通信システムは、データ送信に対して複数の（ N_T ）の
送信アンテナ及び複数の（ N_R ）の受信アンテナを採用する。 N_T の送信及び N_R の受信
アンテナにより形成されたMIMOチャネルは、 $N_S \leq \min \{N_T, N_R\}$ である、 N_S
の独立したチャネルに分解される可能性がある。 N_S の独立したチャネルのそれぞれも
、MIMOチャネルの空間的サブチャネル（若しくは送信チャネル）として呼ばれる可能
性があり、そして大きさに対応する可能性がある。複数の送信及び受信アンテナによっ
て作り出され付加された大きさが利用されるのであれば、MIMOシステムは、向上した性
能（例えば、送信能力の増加）を与えることができる。

30

【0004】

フルランクMIMOチャネルに対して、ここで、 $N_S = N_T \leq N_R$ 、独立したデー
タストリームは、 N_T の送信アンテナのそれぞれから送信される可能性がある。送信された
データストリームは、異なったチャネル状態（例えば、異なったフェーディング及びマル
チパス効果）を経験する可能性があり、そして所定の量の送信出力に対して異なった信号
－対－ノイズ－及び－干渉比（SNRs）を達成する可能性がある。さらに、連続的な干
渉削除プロセッシングが送信されたデータストリームを再生するために受信機において使用
されるならば（以下に述べる）、そこでデータストリームが再生される具体的な順番に依
存して、異なったSNRsが、データストリームに対して達成される可能性がある。した
がって、異なったデータレートは、それらの達成されたSNRsに依存して、異なったデー
タストリームによってサポートされる可能性がある。チャネル状態が一般的に時間とと
もに変化するので、各データストリームによってサポートされたデータレートも、時間と
もに変化する。

40

【0005】

MIMOチャネルの特性（例えば、データストリームに対して達成されたSNRs）が

50

送信機において知られるのであれば、送信機は、固有のデータレート及び各データストリームに関するコーディング及び変調スキームを決定できる可能性があり、その結果、性能の許容できるレベル（例えば、1パーセントのパケットエラーレート）は、データストリームに対して達成される可能性がある。しかしながら、あるMIMOシステムに対して、この情報は、送信機において利用できない。その代わりに、利用できる可能性があるものは、以下のものに関する非常に限られた量の情報である。例えば、受信機において全てのデータストリームに対して期待されたSNRとして規定される可能性のある、MIMOチャネルに対するオペレーティングSNRである。この場合には、送信機は、この限られた情報に基づいて適正なデータレート及び各データストリームに関するコーディング及び変調スキームを決定する必要があるはずである。

10

【0006】

それゆえ、限られた情報がMIMOチャネルのための送信機において利用できる場合、高い性能を達成するために複数のデータストリームに対するデータレートのセットを決定するための技術に対してこの分野における必要性がある。

【発明の開示】**【0007】****[サマリー]**

現在のチャネル状態の指標であるチャネル状態情報が受信機において利用できない場合には、MIMOシステムに対する向上した性能を与えるために技術が、ここに提供される。ある態様では、データレートの不均一な配信が、送信されたデータストリームに対して使用される。データレートは、(1) 最低限の“受信された”SNR（以下に述べる）を有する指定された全体のスペクトル効率、若しくは(2) 指定された受信されたSNRに対するより高い全体のスペクトル効率、を達成するために選択される可能性がある。上記の目的のそれぞれを達成するための具体的なスキームが、ここに与えられる。

20

【0008】

上記された第1の目的を達成するために使用される可能性がある具体的な実施形態では、方法は、多元チャネル通信システムにおいて複数の送信チャネルを介して送信されるべき複数のデータストリームに対して使用されるべきデータレートを決定するために与えられる（例えば、1のデータストリームが、MIMOシステム中の各送信アンテナを経由して送信される可能性がある）。この方法にしたがって、データストリームに対して使用されるべき複数のデータレートのそれぞれに対して必要なSNRが、初めに決定される。少なくとも2のデータレートが、等しくない。各データストリームに関する“実効的な”SNR（以下に述べる）も、データストリームを再生するために、受信されたSNRおよび受信機における連続的な干渉削除プロセッシング（これも以下に述べる）に基づいて決定される。各データストリームに対して必要なSNRは、データストリームに関する実効的なSNRに対してその後比較される。各データストリームに対して必要なSNRが、データストリームに関する実効的なSNRより小さい若しくは等しければ、データレートは、サポートされるべきであると判断される。データレートの複数のセットが、評価される可能性があり、そして最小の受信されたSNRに関連付けられたレートセットは、データストリームに対する使用のために選択される可能性がある。

30

40

【0009】

上記された第2の目的を達成するために使用される可能性がある具体的な実施形態では、方法は、多元チャネル（例えば、MIMO）通信システムにおいて複数の送信チャネル（例えば、送信アンテナ）を介して送信されるべき複数のデータストリームに対してデータレートを決定するために与えられる。この方法にしたがって、受信されたSNRは、初めに決定される。この受信されたSNRは、システムに対して指定される可能性がある、若しくは受信機における観測に基づいて推定され、そして送信機に定期的に与えられる可能性がある。各データストリームに関する効果的なSNRも、受信されたSNR及び受信機における連続的な干渉削除プロセッシングに基づいて決定される。各データストリームに対するデータレートは、その後、少なくとも2のデータレートが等しくならないようにデ

50

ータストリームに関する効果的な S N R に基づいて決定される。

【0010】

本発明の種々の態様及び実施形態が、以下にさらに詳細に説明される。発明は、以下に詳細に説明されるように、さらに、方法、プロセッサ、送信機ユニット、受信機ユニット、基地局、ターミナル、システム、及び本発明の種々の態様、実施形態、及び特徴を実行する他の装置及び素子を与える。

【発明を実施するための最良の形態】

【0011】

本発明の特徴、性質、及び利点は、図面を使用して以下に述べる詳細な説明から、さらに明確になるであろう。図面では、一貫して対応するものは同じ参照符号で識別する。

10

【0012】

限定されたチャネル状態情報に基づいて複数のデータストリームに対するデータレート
のセットを決定するためのここに説明された技術は、種々の多元チャネル通信システムに
おいて実行される可能性がある。そのような多元チャネル通信システムは、多元入力多元
出力 (M I M O) 通信システム、直交周波数分割マルチプレキシング (O F D M) 通信シ
ステム、O F D M を採用する M I M O システム (すなわち、M I M O - O F D M システム
)、及びその他を含む。明確にするために、種々の態様及び実施形態が、M I M O システム
に対して具体的に説明される。

【0013】

M I M O システムは、データ送信のために複数 (N_T) の送信アンテナ及び複数 (N_R
) の受信アンテナを採用する。 N_T の送信アンテナ及び N_R の受信アンテナによって形成
された M I M O チャネルは、 $N_S \leq \min \{N_T, N_R\}$ であり、 N_S の独立したチャネル
に分解される可能性がある。 N_S の独立したチャネルのそれぞれも、M I M O チャネル
の空間的サブチャネル (若しくは送信チャネル) としてみなされる可能性がある。空間的
サブチャネルの数は、M I M O チャネルに対する固有モードの数によって決められる。こ
れは順に、 N_T の送信アンテナと N_R の受信アンテナとの間の応答を説明するチャネル応
答マトリックス、 \underline{H} 、に依存する。チャネル応答マトリックス、 \underline{H} 、の要素は、 $i = 1,$
 $2, \dots, N_R$ 及び $j = 1, 2, \dots, N_T$ に対する、独立したガウシアンランダム変数
 $\{h_{i,j}\}$ から構成される。ここで、 $h_{i,j}$ は、 j 番目の送信アンテナと i 番目の受
信アンテナとの間のカップリング (すなわち、複合利得) である。単純にするために、
チャネル応答マトリックス、 \underline{H} 、は、フルランクであると仮定され (すなわち、 $N_S = N$
 $N_T \leq N_R$)、そして、1つの独立したデータストリームが、 N_T の送信アンテナのそれぞ
れから送信される可能性がある。

20

30

【0014】

図1は、M I M O システム 100 中の送信機システム 110 及び受信機システム 150
の実施形態のブロック図である。

【0015】

送信機システム 110 において、複数のデータストリームに対するトラフィックデータ
は、データソース 112 から送信 (T X) データプロセッサ 114 へ与えられる。ある実
施形態では、各データストリームは、それぞれの送信アンテナを経由して送信される。T
X データプロセッサ 114 は、そのデータストリームに対して選択された特定のコーディ
ングスキームに基づいて、各データストリームに対するトラフィックデータをフォーマッ
トし、コード化し、そしてインターリーブして、コード化されたデータを与える。

40

【0016】

各データストリームに対してコード化されたデータは、パイロットデータを使用してマル
チプレックスされる可能性がある、例えば、時間分割マルチプレキシング (T D M) 若
しくはコード分割マルチプレキシング (C D M) である。パイロットデータは、一般に (こ
ともかく) 知られた方式で処理される既知のデータパターンであり、そしてチャネル応答
を推定するために受信機システムにおいて使用される可能性がある。各データストリーム
に対してマルチプレックスされたパイロット及びコード化されたデータは、その後、その

50

データストリームに対して選択された特定の変調スキーム（例えば、BPSK, QPSK, MPSK, 若しくはMQAM）に基づいて変調されて（すなわち、シンボルマップされて）、変調されたシンボルを与える。データレート、コーディング、及び各データストリームに対する変調は、コントローラ130によって与えられる管理によって決定される可能性がある。

【0017】

全てのデータストリームに対する変調シンボルは、その後、TX MIMOプロセッサ120に与えられる。TX MIMOプロセッサ120は、（例えば、OFDMに対する）変調シンボルをさらに処理する可能性がある。TX MIMOプロセッサ120は、その後、 N_T の変調シンボルストリームを N_T の送信機（TMTR）122aから122tに与える。各送信機122は、それぞれのシンボルストリームを受信し、処理して、1若しくはそれ以上のアナログ信号を与える、そしてアナログ信号をさらに調整して（例えば、増幅し、フィルタし、そしてアップコンバートして）、MIMOチャネルを経由した送信に適した変調された信号を与える。送信機122aから122tからの N_T の変調された信号は、その後、それぞれ N_T のアンテナ124aから124tから送信される。

【0018】

受信機システム150において、送信された変調された信号は、 N_R のアンテナ152aから152rによって受信される、そして各アンテナ152から受信された信号は、それぞれの受信機（RCVR）154に与えられる。各受信機154は、それぞれの受信された信号を調整し（例えば、フィルタし、増幅し、そしてダウンコンバートし）、サンプルを与えるために調整された信号をデジタル化し、そして対応する“受信された”シンボルストリームを与えるためにサンプルをさらに処理する。

【0019】

RX MIMO/データプロセッサ160は、その後、特定の受信機プロセッシング技術に基づいて N_R の受信機154からの N_R の受信されたシンボルストリームを受信し、処理して、 N_T の“検出された”シンボルストリームを与える。RX MIMO/データプロセッサ160によるプロセッシングは、以下にさらに詳細に述べられる。各検出されたシンボルストリームは、対応するデータストリームに対して送信された変調シンボルの推定値であるシンボルを含む。RX MIMO/データプロセッサ160は、その後、各検出されたシンボルストリームをデモジュレートし、デインターリーブし、そしてデコードして、データストリームに対するトラフィックデータを再生する。RX MIMO/データプロセッサ160によるプロセッシングは、送信機システム110においてTX MIMOプロセッサ120及びTXデータプロセッサ114によって実施されたものに対して補完的である。

【0020】

RX MIMO/データプロセッサ160は、例えば、トラフィックデータを使用してマルチプレックスされたパイロットに基づいて、 N_T の送信及び N_R の受信アンテナの間のチャネル応答の推定値を導出する可能性がある。チャネル応答推定値は、受信機において空間若しくは空間/時間プロセッシングを実施するために使用される可能性がある。RX MIMO/データプロセッサ160は、検出されたシンボルストリームの信号-対-ノイズ-及び-干渉比（SNRs）、及びおそらく他のチャネル特性をさらに推定する可能性があり、そしてこれらの値をコントローラ170に与える可能性がある。RX MIMO/データプロセッサ160若しくはコントローラ170は、システムに対する“オペレーティング”SNRの推定値をさらに導出する可能性がある。これは、通信リンクの状態の指標である。コントローラ170は、その後、チャネル状態情報（CSI）を与える。これは、通信リンク及び/若しくは受信されたデータストリームに関する種々のタイプの情報を具備する可能性がある。例えば、CSIは、オペレーティングSNRだけを具備する可能性がある。CSIは、その後、TXデータプロセッサ178によって処理され、モジュレータ180によって変調され、受信機154aから154rによって調整され、そして、送信機システム110へ逆に送信される。

10

20

30

40

50

【0021】

送信機システム110において、受信機システム150からの変調された信号は、アンテナ124によって受信され、受信機122によって調整され、デモジュレータ140によってデモジュレートされ、そしてRXデータプロセッサ142によって処理されて、受信機システムに報告されたC S Iを再生する。報告されたC S Iは、その後、コントローラ130に与えられ、そして(1)データレート及びデータストリームに対して使用されるべきコーディング及び変調スキームを決定するため、そして(2)TXデータプロセッサ114及びTX MIMOプロセッサ120に対する種々の制御を生成するために使用される。

【0022】

10

コントローラ130及び170は、それぞれ送信機及び受信機システムにおけるオペレーションを管理する。メモリ132及び172は、それぞれコントローラ130及び170により使用されたプログラムコード及びデータに対する格納を与える。

【0023】

MIMOシステムに対するモデルは、以下のように表される可能性がある：

$$\underline{y} = \underline{H} \underline{x} + \underline{n} \quad \text{式(1)}$$

ここで、 \underline{y} は、受信されたベクトル、すなわち、 $\underline{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_{N_R}]^T$ 、ここで $\{y_i\}$ は、 i 番目の受信アンテナにおいて受信されたエントリーであり、そして $i \in \{1, \dots, N_R\}$ であり、

\underline{x} は、受信されたベクトル、すなわち、 $\underline{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{N_T}]^T$ 、ここで $\{x_j\}$ は、 j 番目の受信アンテナにおいて受信されたエントリーであり、 $j \in \{1, \dots, N_T\}$ であり、

\underline{H} は、MIMOチャネルに対するチャネル応答マトリックスであり、

\underline{n} は、 $\underline{0}$ の平均ベクトル及び $\underline{\Lambda}_n = \sigma^2 \underline{I}$ の共分散マトリックスを有する付加的なホワイトガウシアンノイズ(AWGN)である、ここで、 $\underline{0}$ はゼロのベクトルであり、 \underline{I} は対角線に沿って1でありそれ以外はゼロであるアイデンティティマトリックスであり、そして σ^2 はノイズの分散である、そして

$[\cdot]^T$ は、 $[\cdot]$ の転置を示す。

【0024】

伝播環境においてスキタリングに起因して、 N_T の送信アンテナから送信された N_T のシンボルストリームは、受信機において互いに干渉する。特に、1つの送信アンテナから送信された所定のシンボルストリームは、異なる振幅及び位相で全ての N_R の受信アンテナによって受信される可能性がある。各受信された信号は、そのようにして、 N_T の送信されたシンボルストリームのそれぞれの成分を含む可能性がある。 N_R の受信された信号は、全ての N_T の送信されたシンボルストリームを広範に含むはずである。しかしながら、これらの N_T のシンボルストリームは、 N_R の受信された信号の間に分散される。

【0025】

受信機において、種々のプロセッシング技術が、 N_R の受信された信号を処理するために使用される可能性があって、 N_T の送信されたシンボルストリームを検出する可能性がある。これらの受信機プロセッシング技術は、2つの主要なカテゴリーにグループ化される可能性がある：

- ・ 空間的及び空間-時間受信機プロセッシング技術（これは、イコライゼーション技術としても呼ばれる）、及び
- ・ “連続的なヌリング/イコライゼーション及び干渉削除”受信機プロセッシング技術（これは、“連続的な干渉削除”若しくは“連続的な削除”受信機プロセッシング技術としても呼ばれる）。

【0026】

一般に、空間的及び空間-時間受信機プロセッシング技術は、受信機において送信されたシンボルストリームを区別しようと試みる。各送信されたシンボルストリームは、(1)チャネル応答の推定値に基づいて N_R の受信された信号中に含まれた送信されたシンボル

50

ストリームの種々の成分を統合すること、及び（２）他のシンボルストリームに起因する干渉を除去すること（すなわち、削除すること）によって“検出される”可能性がある。これらの受信機プロセッシング技術は、（１）他のシンボルストリームからの干渉を無くするために個々の送信されたシンボルストリームをデコリレートする、若しくは（２）他のシンボルストリームからのノイズ及び干渉の存在の中で各検出されたシンボルストリームの S/N_R を最大化すること、のいずれかを試みる。各検出されたシンボルストリームは、その後、さらに処理されて（例えば、復調され、デインターリーブされ、そしてデコードされて）、シンボルストリームに対するトラフィックデータを再生する。

【００２７】

連続的な削除受信機プロセッシング技術は、空間的若しくは空間－時間受信機プロセッシングを使用して、一度に１つ、送信されたシンボルストリームを再生して、そして各“再生されたシンボルストリーム”に起因する干渉を削除することを試みる、その結果、後から再生されたシンボルストリームは、少しの干渉しか受けずに、より高い S/N_R s を達成できる可能性がある。各再生されたシンボルストリームに起因する干渉が、正確に推定でき、そして削除されるのであれば、連続的な削除受信機プロセッシング技術は、使用される可能性がある。これは、シンボルストリームのエラーが無い若しくは低エラー再生を必要とする。連続的な削除受信機プロセッシング技術（これは、以下にさらに詳細に説明される）は、一般に空間的／空間－時間受信機プロセッシング技術よりも優れている。

【００２８】

連続的な削除受信機プロセッシング技術に関して、 N_R の受信されたシンボルストリームは、 N_T のステージによって処理されて、各ステージにおいて１つの送信されたシンボルストリームを連続的に再生する。各送信されたシンボルストリームが再生されるとともに、残っている未だ再生されていないシンボルストリームに生じる干渉は、受信されたシンボルストリームから推定され、そして削除される、そして、“変調された”シンボルストリームは、次のステージによってさらに処理されて、次の送信されたシンボルストリームを再生する。送信されたシンボルストリームがエラーなしで（若しくは最小のエラーで）再生されることができれば、そしてチャネル応答推定値が妥当に正確であるならば、再生されたシンボルストリームに起因する干渉の削除は、効果的であり、そして各連続的に再生されたシンボルストリームの S/N_R は、改善される。このようにして、より高い性能が、全ての送信されたシンボルストリームに対して（おそらく再生されるべき最初の送信されたシンボルストリームを除いて）達成される可能性がある。

【００２９】

以下の術語が、ここでは使用される：

- ・ “送信された”シンボルストリーム－送信アンテナから送信されたシンボルストリーム；
- ・ “受信された”シンボルストリーム－連続的な干渉削除（ SIC ）受信機の第１のステージにおける空間的若しくは空間－時間プロセッサへの入力（図６参照）；
- ・ “変調された”シンボルストリーム－ SIC 受信機の各引き続くステージにおける空間的若しくは空間－時間プロセッサへの入力；
- ・ “検出された”シンボルストリーム－空間的プロセッサからの出力（最大 $N_T - k + 1$ シンボルストリームまでがステージ k において検出される可能性がある）；及び
- ・ “再生された”シンボルストリーム－受信機においてデコードされているシンボルストリーム（１つの検出されたシンボルストリームだけが、各ステージにおいて再生される）。

【００３０】

図２は、 N_T の送信されたシンボルストリームを再生するために N_R の受信されたシンボルストリームを処理するための連続的な削除受信機プロセッシング技術を示すフロー図である。単純にするために、図２に関する以下の説明は、（１）空間的サブチャネルの数は、送信アンテナの数に等しい（すなわち、 $N_S = N_T \leq N_R$ ）、及び（２）１つの独立したデータストリームが、各送信アンテナから送信されることを仮定する。

10

20

30

40

50

【0031】

第1のステージに対して ($k=1$)、受信機は、 N_R の受信されたシンボルストリームに空間的若しくは空間-時間プロセッシングを初めに実施して、 N_T の送信されたシンボルストリームを区別することを試みる (ステップ212)。第1のステージに対して、空間的若しくは空間-時間プロセッシングは、 N_T の (未だ再生されていない) 送信されたシンボルストリームの推定値である N_T の検出されたシンボルストリームを与えられる。検出されたシンボルストリームの1つは、その後、(例えば、特定の選択スキームに基づいて) 選択され、そしてさらに処理される。ステージにおいて再生されるべき送信されたシンボルストリームのアイデンティティが、アプリアリ (a priori) 知られるのであれば、空間的若しくは空間-時間プロセッシングは、この送信されたシンボルストリームに対して1つだけの検出されたシンボルストリームを与えるために実施される可能性がある。いずれの場合においても、選択された検出されたシンボルストリームは、さらに処理されて (例えば、デモジュレートされ、デインターリーブされ、そしてデコードされて)、デコードされたデータストリームを得る。デコードされたデータストリームは、このステージにおいて再生されている送信されたシンボルストリームに対するデータストリームの推定値である (ステップ214)。

10

【0032】

その後、全ての送信されたシンボルストリームが再生されたか否かの決定が、なされる (ステップ216)。答えがイエスならば、受信機プロセッシングは終了する。それ以外であれば、 N_R の受信されたシンボルストリームのそれぞれについてたった今-再生されたシンボルストリームに起因する干渉が、推定される (ステップ218)。干渉は、(このデータストリームに対して送信機ユニットにおいて使用された同一のコーディング、インターリーブング、そして変調スキームを使用して) 初めにデコードされたデータストリームを再エンコーディングし、再エンコードされたデータをインターリーブングし、そしてインターリーブングされたデータをシンボルマッピングすることによって、推定される可能性があり、“再変調された” シンボルストリームを得る。再変調されたシンボルストリームは、たった今再生された送信されたシンボルストリームの推定値である。再変調されたシンボルストリームは、その後、チャネル応答ベクトル \underline{h}_j 中の N_R の要素のそれぞれによってコンボルブ (convolve) されて、たった今-再生されたシンボルストリームに起因する N_R の干渉成分を導出する。ベクトル \underline{h}_j は、たった今-再生されたシンボルストリームに対して使用された j 番目の送信アンテナに対応する ($N_R \times N_T$) チャネル応答マトリックス、 \underline{H} 、の行である。ベクトル \underline{h}_j は、 j 番目の送信アンテナと N_R の受信アンテナとの間のチャネル応答を規定する N_R の要素を含む。

20

30

【0033】

N_R の干渉成分は、その後、 N_R の受信されたシンボルストリームから差し引かれて、 N_R の変調されたシンボルストリームを導出する (ステップ220)。これらの変調されたシンボルストリームは、たった今-再生されたシンボルストリームが送信されていない (すなわち、干渉削除が効果的に実施されたと仮定する) のであれば、受信されたはずであるストリームを表す。

【0034】

ステップ212及び214において実施されたプロセッシングは、その後、(N_R の受信されたシンボルストリームの代わりに) N_R の変調されたシンボルストリームに繰り返されて、他の送信されたシンボルストリームを再生する。ステップ212及び214は、再生されるべき各送信されたシンボルストリームに対してこのようにして繰り返され、そして、再生されるべき他の送信されたシンボルストリームがあれば、ステップ218及び220が実施される。

40

【0035】

第1ステージに対して、入力シンボルストリームは、 N_R の受信アンテナからの N_R の受信されたシンボルストリームである。そして各引き続くステージに対して、入力シンボルストリームは、先立つステージからの N_R の変調されたシンボルストリームである。各

50

ステージに対するプロセッシングは、同様の方法で続く。第1ステージに続く各ステージにおいて、前のステージにおいて再生されたシンボルストリームは、削除されたと仮定され、その結果チャネル応答マトリックス \underline{H} の大きさは、各後続のステージに対して1行だけ連続的に減少する。

【0036】

連続的な削除受信機プロセッシングは、このようにして、再生されるべき各送信されたシンボルストリームに対して1つのステージの、複数のステージを含む。各ステージは、送信されたシンボルストリームの1つを再生し、そして（最後のステージ以外は）この再生されたシンボルストリームに起因する干渉を削除して、次のステージに対する変調されたシンボルストリームを導出する。各連続的に再生されたシンボルストリームは、このよう

10

【0037】

連続的な削除受信機プロセッシングに対して、 k 番目のステージに対する入力シンボルストリームは、（前の $k-1$ ステージにおいて再生されたシンボルストリームからの干渉が、効果的に削除されていると仮定して）以下のように表される可能性がある：

$$\underline{y}_k = \underline{H}_k \underline{x}_k + \underline{n} \quad \text{式(2)}$$

ここで、 \underline{y}_k は、 k 番目のステージに対する $N_R \times 1$ の入力ベクトル、すなわち、 $\underline{y}_k = [y_1^k \ y_2^k \ \dots \ y_{N_R}^k]^T$ であり、ここで $\{y_i^k\}$ は、 k 番目のステージにお

20

ける i 番目の受信アンテナに対するエントリーであり；
 \underline{x}_k は、 k 番目のステージに対する $(N_T - k + 1) \times 1$ の送信されたベクトル、すなわち、 $\underline{x}_k = [x_k \ x_{k+1} \ \dots \ x_{N_T}]^T$ であり、ここで x_j は、 j 番目の送信アンテナから送信されたエントリーであり；

\underline{H}_k は、MIMOチャネルに対する $N_R \times (N_T - k + 1)$ チャネル応答マトリックスであり、以前に再生されたシンボルストリームに対する $k-1$ 列が削除されている、すなわち、 $\underline{H}_k = [\underline{h}_k \ \underline{h}_{k+1} \ \dots \ \underline{h}_{N_T}]$ ；及び

\underline{n} は、付加的なホワイトガウシアンノイズである。

【0038】

単純にするために、式(2)は、送信されたシンボルストリームは、送信アンテナの順番に再生される（すなわち、送信アンテナ1から送信されたシンボルストリームが、第1に再生され、そして送信アンテナ2から送信されたシンボルストリームが、2番目に再生され、等々、そして、送信アンテナ N_T から送信されたシンボルストリームが、最後に再生される）と仮定する。式(2)は、以下のように書き直される可能性がある：

30

【数1】

$$\underline{y}_k = \sum_{j=k}^{N_T} \underline{h}_j \underline{x}_j + \underline{n} \quad \text{式(3)}$$

40

【0039】

ステージ k において再生されるべき送信されたシンボルストリームは、干渉サブ空間（若しくは平面） \underline{S}^I から特定の角度で投影されるものとして見られる可能性がある。送信されたシンボルストリームは、チャネル応答ベクトル \underline{h}_k に依存する（そして規定される）。送信されたシンボルストリームの干渉のない成分は、干渉のないサブ空間におけるチャネル応答ベクトル、 \underline{h}_k 、を投影することによって得られる可能性がある。干渉のないサブ空間は、干渉サブ空間に直交する。この投影は、 \underline{h}_k を \underline{w} の応答を有するフィルタで掛け算することによって達成される可能性がある。投影の後で最大のエネルギーを達成するフィルタは、 \underline{h}_k 及び干渉サブ空間 \underline{S}^I によって構成されたサブ空間中に位置するものである。ここで、 $n = 1, 2, \dots, N_T - k$ に対して、 $\underline{S}^I = \text{span} ($

50

$\underline{i}_1 \ \underline{i}_2 \ \dots \ \underline{i}_{N_T-k})$, $\underline{i}_m^H \underline{i}_n = \delta_{m,n}$ 、及び $\{\underline{i}_n\}$ は、干渉サブ空間 S^\perp に広がっている直交正規基準である。投影の後で平均エネルギーは、次式で与えられる：
【数 2】

$$\begin{aligned} E[\underline{w}^H \underline{h}_k] &= E[\underline{h}_k^H \underline{h}_k] - E[\underline{S}'^H \underline{h}_k] \\ &= \frac{N_R}{N_T} - \sum_{j=1}^{N_T-k} \underline{i}_j^H E[\underline{h}_k \underline{h}_k^H] \underline{i}_j \\ &= \frac{N_R - N_T + k}{N_T} \end{aligned} \quad \text{式 (4)}$$

10

【0040】

ここで、 $\underline{w}^H \underline{h}_k$ は、干渉のないサブ空間上の投影 \underline{h}_k （すなわち、所望の成分）を表す、そして

$\underline{S}'^H \underline{h}_k$ は、干渉サブ空間上の投影 \underline{h}_k （すなわち、干渉成分）を表す。

20

【0041】

式（4）は、等しい送信出力が送信アンテナに対して使用されると仮定する。

【0042】

k 番目のステージにおいて再生されたシンボルストリームに関する効果的な SNR、 $SNR_{eff}(k)$ は、以下のように表される可能性がある：

【数 3】

$$SNR_{eff}(k) = \frac{P_{tot}(N_R - N_T + k)}{\sigma^2 N_T} \quad \text{式 (5)}$$

30

【0043】

ここで、 P_{tot} は、データ送信に対して利用可能な総送信出力であり、これは、 N_T の送信アンテナにわたって均一に配信され、その結果 P_{tot} / N_T が、各送信アンテナに対して使用される、そして

σ^2 は、ノイズ変動である。

【0044】

全ての N_R の受信されたシンボルストリームに対する受信された SNR、 SNR_{rx} は、以下のように規定される可能性がある：

40

【数 4】

$$SNR_{rx} = \frac{P_{tot} N_R}{\sigma^2} \quad \text{式 (6)}$$

【0045】

式（5）及び（6）を統合して、k 番目のステージにおいて再生されたシンボルストリームに関する効果的な SNR は、以下のように表される可能性がある：

50

【数 5】

$$\text{SNR}_{\text{eff}}(k) = \left(\frac{N_R - N_T + k}{N_T N_R} \right) \text{SNR}_x \quad \text{式 (7)}$$

【0046】

式（7）に示された効果的な S N R の式は、複数の仮定に基づく。第 1 に、各再生されたデータストリームに起因する干渉が、効果的に削除され、後続の再生されたシンボルストリームにより観測されたノイズ及び干渉に寄与しないと仮定する。第 2 に、エラーが 1 つのステージから他へ伝播しない（若しくは、少ししか伝播しない）と仮定する。第 3 に、S N R を最大にする最適なフィルタが、各検出されたシンボルストリームを得るために使用される。式（7）は、線形の単位で（すなわち、l o g 若しくは d B 単位でなく）効果的な S N R も与える。

10

【0047】

上記されたように、送信されたシンボルストリームは、異なったチャネル状態を経験する可能性があり、そして送信出力の所定の量に対して異なった S N R s を達成する可能性がある。各シンボルストリームの達成された S N R が送信機において知られるのであれば、データレート及び対応するデータストリームに関するコーディング及び変調スキームは、目的のパケットエラーレート（P E R）を達成しながら、スペクトル効率を最大にするために選択される。しかしながら、いくつかの M I M O システムに対して、現在のチャネル状態を示すチャネル状態情報が、送信機において利用できない。この場合には、データストリームに対して順応性のあるレート制御を実施することが不可能である。

20

【0048】

従来は、いくつかの M I M O システムでは、チャネル状態情報が送信機において利用できない場合に、データは、同一のデータレート（すなわち、データレートの一様な配信）で N_T の送信アンテナを経由して送信される。受信機において、 N_R の受信されたシンボルストリームは、連続的な削除受信機プロセッシング技術を使用して処理される可能性がある。ある従来のスキームでは、各ステージ k における $(N_T - k + 1)$ の検出されたシンボルストリームの S N R s が決定され、そして最大の S N R を有する検出されたシンボルストリームは、そのステージにおいて再生される。データレートの一様な配信を有するこの送信スキームは、最適に準じた性能を与える。

30

【0049】

技術は、現在のチャネル状態の指標であるチャネル状態情報が送信機において利用できない場合に、M I M O システムに対して改善された性能を与えるためにここに与えられる。1 態様では、データレートの不均一な配信が、送信されたデータストリームに対して使用される。データレートは、（1）より低い最小の受信された S N R を有する所定の若しくは指定された全スペクトル効率、若しくは（2）所定の若しくは指定された受信された S N R に対するより高い全スペクトル効率、を達成するために選択される可能性がある。上記の目的のそれぞれを達成するための具体的なスキームが、以下に与えられる。データレートの不均一な配信が、一般に多くの場合において従来のデータレートの一様な配信より優れていることが示される。

40

【0050】

式（7）に示されたように、各再生されたシンボルストリームの実効的な S N R は、式（7）の分子中の因子“ k ”によって示されたように、それが再生された特定のステージに依存する。最も低い実効的な S N R は、最初に再生されたシンボルストリームに対して達成され、そして最も大きい実効的な S N R は、最後に再生されたシンボルストリームに対して達成される。

【0051】

改善された性能を達成するために、データレートの不均一な配信は、それらの実効的な

50

S N R s に依存して、異なるアンテナにおいて送信されたデータストリームに対して使用される可能性がある（すなわち、異なるスペクトル効率が、異なる送信アンテナに割り当てられる可能性がある）。受信機において、送信されたデータストリームは、データレートの昇り順に再生される可能性がある。すなわち、最も低いデータレートを有するデータストリームが、最初に再生され、次に大きなデータレートを有するデータストリームは、2 番目に再生され、そして等々、そして最も大きいデータレートを有するデータストリームが、最後に再生される。

【0052】

データストリームに対して使用されるべきデータレートは、種々の考えを考慮にいて決定される可能性がある。最初に、式（7）に示されたように、早期に再生されたシンボルストリームは、より低い実効的な S N R s を達成し、そしてより低いダイバーシティ順をさらに受ける。事実、ステージ k におけるダイバーシティ順は、 $(N_R - N_T + k)$ として与えられる可能性がある。さらに、早期に再生されたシンボルストリームからのデコーディングエラーは、後で再生されたシンボルストリームに伝播し、そしてこれらの後続の再生されたシンボルストリームの実効的な S N R s に影響を与えることが可能である。早期に再生されたシンボルストリームに対するデータレートは、このようにしてこれらのシンボルストリームの再生に高い確信を達成するために、そして後で再生されたシンボルストリームにおけるエラー伝播（E P）効果を削減する若しくは制限するために選択される可能性がある。第2に、後で再生されたシンボルストリームが、より高い実効的な S N R s を達成できる可能性があっても、より大きなスペクトル効率をサポートするために指定されるのであれば、後で再生されたシンボルストリームは、エラーに対してより無防備になる可能性がある。

【0053】

種々のスキームは、（1）所定のデータレートの配信（若しくはスペクトル効率）をサポートするために必要な最小の受信された S N R を決定するため、若しくは（2）所定の受信された S N R に対するベスト性能を達成するスペクトル効率の配信を決定するために実行される可能性がある。これらの目的のそれぞれに対する1つの具体的なスキームが、以下に説明される。

【0054】

図3は、所定のデータレートのセットをサポートするために必要な最小の受信された S N R を決定するためのプロセス300の実施形態のフロー図である。このデータレートのセットは、 $k = 1, 2, \dots, N_T$ に対して、 $\{r_k\}$ として表され、そして $r_1 \leq r_2 \leq \dots \leq r_{N_T}$ になるように順番に並べらる。セット $\{r_k\}$ 中のデータレートは、 N_T の送信アンテナから送信されるべき N_T のデータストリームに対して使用されるべきである。

【0055】

はじめに、セット $\{r_k\}$ 中の各データレート（若しくはスペクトル効率）をサポートする受信機において要求される S N R が、決定される（ステップ312）。これは、必要な S N R 対スペクトル効率のルックアップテーブルを使用することによって達成される可能性がある。所定のスペクトル効率に対して必要な S N R は、以下の仮定に基づいて（例えば、コンピュータシミュレーションを使用して）決定される可能性がある。仮定は、単一のデータストリームが、 $\{1, N_R\}$ 単一入力多元出力（S I M O）チャネルを経由して送信され、そして特定の目的の P E R（例えば、1 % P E R）に対してさらに決定される。データレート r_k を有するデータストリームに対して必要な S N R は、 $S N R_{r_e q}(r_k)$ として表される。 N_T の必要な S N R s のセットは、 N_T のデータストリームに対してステップ312において得られる。

【0056】

セット $\{r_k\}$ 中の N_T のデータレートは、目的の P E R を達成するために（例えば、ルックアップテーブルから決められるように）受信機において要求された N_T の S N R s と関連付けられる。これらの N_T のデータレートは、式（7）に示されたように、受信機

において連続的な干渉削除プロセッシングを使用して特定の受信された SNR に基づいて受信機において達成される可能性がある N_T の実効的な SNR_s にも関連付けられる。 N_T の必要な SNR_s が対応する実効的な SNR にある若しくは以下であるのであれば、セット $\{r_k\}$ 中のデータレートは、サポートされるべきであると判断される。視覚的に、 N_T の必要な SNR_s は、データレートに対してプロットされる可能性があり、第1の線によって一緒に結ばれる。そして、 N_T の実効的な SNR_s も、データレートに対してプロットされる可能性があり、そして第2の線によって一緒に結ばれる。第1の線のどの部分も第2の線の上方ないのであれば、セット $\{r_k\}$ 中のデータレートは、その後、サポートされるべきであると判断される。

【0057】

10

所定のデータレートに対するマージンは、データレートに関する実効的な SNR と必要な SNR との間の差として規定される可能性がある、すなわち、 $margin(k) = SNR_{eff}(r_k) - SNR_{req}(r_k)$ である。各データレートに対するマージンがゼロ以上であれば、セット $\{r_k\}$ 中のデータレートも、サポートされるべきであると判断される。

【0058】

データストリームに関する実効的な SNR は、受信された SNR に依存し、そして式(7)に示されたように、受信された SNR から導出される可能性がある。セット $\{r_k\}$ 中の N_T のデータレートをサポートするために必要な最小の受信された SNR は、少なくとも1のデータレートが必要な SNR に等しくなる(すなわち、ゼロマージンである)実効的な SNR に結果としてなる受信された SNR である。セット $\{r_k\}$ 中に含まれた具体的なデータレートに依存して、(ゼロの)最小のマージンは、セット中の任意の N_T のデータレートに対して達成される可能性がある。

20

【0059】

第1の繰り返しに対して、最小のマージンは、最後に再生されたデータストリームによって達成されると仮定する。そして、インデックス変数 λ は、 N_T に設定される(すなわち、 $\lambda = N_T$) (ステップ314)。 λ 番目の再生されたデータストリームに関する実効的な SNR は、その後、その必要な SNR に等しく設定される(すなわち、 $SNR_{eff}(\lambda) = SNR_{req}(\lambda)$) (ステップ316)。受信された SNR は、次に、式(7)を使用して、 λ 番目の再生されたデータストリームに対する $SNR_{eff}(\lambda)$ の実効的な SNR に基づいて決定される(ステップ318)。 $\lambda = N_T$ の場合に第1の繰り返しに対して、受信された SNR は、 $k = N_T$ として式(7)を使用して決定される可能性がある。これは、そして以下のように表される可能性がある：

30

$$SNR_{rx} = N_T \cdot SNR_{eff}(N_T) \quad \text{式(8)}$$

各残りのデータストリームの実効的な SNR は、その後、ステップ318において計算された受信された SNR 及び $k = 1, 2, \dots, N_T - 1$ に対して、式(7)を使用することに基づいて決定される(ステップ320)。 N_T の実効的な SNR のセットは、 N_T のデータストリームに対してステップ320によって得られる。

【0060】

セット $\{r_k\}$ 中の各データレートに対して必要な SNR は、その後、データレートに関する実効的な SNR に対して比較される(ステップ322)。セット $\{r_k\}$ 中のデータレートが、ステップ318において決定された受信された SNR によってサポートされるか否かの決定が、次になされる(ステップ324)。特に、 N_T のデータレートのそれぞれに対して必要な SNR が、そのデータレートに関する実効的な SNR より小さい若しくは等しいのであれば、セット $\{r_k\}$ 中のデータレートは、受信された SNR によってサポートされるべきであると判断され、そして結果が表示される(ステップ326)。それ以外は、 N_T のデータレートのいずれか1つでも、データレートに関する実効的な SNR を超えるのであれば、セット $\{r_k\}$ 中のデータレートは、受信された SNR によってサポートされるべきでないと判断される。この場合には、変数 λ は、減少する(すなわち、 $\lambda = \lambda - 1$ 、その結果、第2の繰り返しに対して $\lambda = N_T - 1$) (ステップ328)。

40

50

プロセスは、その後ステップ 3 1 6 に戻って、最小のマージンが 2 番目から最後に再生されたデータストリームに対して達成されたとする仮定の下で、セット $\{r_k\}$ 中のデータレートに関する実効的な SNR_s のセットを決定する。必要に応じてできるだけ多くの繰り返しだが、ステップ 3 2 6 において成功が表示されるまで実施される可能性がある。成功の表示に結果としてなる反復に対してステップ 3 1 8 において決定された受信された SNR は、その後、セット $\{r_k\}$ 中のデータレートをサポートするために必要な最小の受信された SNR である。

【0061】

図 3 に示されたプロセスは、所定のデータレートのセットが所定の受信された SNR によってサポートされるか否かを決定するためにも使用される可能性がある。この受信された SNR は、オペレーティング SNR 、 SNR_o 、に対応する可能性がある。 SNR_o は、受信機における平均若しくは予期された（しかし瞬間的である必要はない）受信された SNR である可能性がある。オペレーティング SNR は、受信機における観測に基づいて決定される可能性があり、送信機に周期的に与えられる可能性がある。あるいは、オペレーティング SNR は、送信機が運営すると予定される MIMO チャンネルの推定値である可能性がある。いずれの場合でも、受信された SNR は、MIMO システムに対して与えられる若しくは指定される。

【0062】

図 3 を参照して、所定のデータレートのセットが所定の受信された SNR によってサポートされるか否かを決定するために、各データレートに対して必要な SNR が、初めに決定される可能性がある（ステップ 3 1 2）。 N_T の必要な SNR のセットは、 N_T のデータストリームに対してステップ 3 1 2 において得られる。受信された SNR がすでに与えられているので、ステップ 3 1 4、3 1 6、及び 3 1 8 は、スキップされる可能性がある。各データストリームの実効的な SNR は、所定の受信された SNR に基づいて及び $k = 1, 2, \dots, N_T$ に対して式 (7) を使用して決定される（ステップ 3 2 0）。 N_T の実効的な SNR のセットは、 N_T のデータストリームに対してステップ 3 2 0 において得られる。

【0063】

セット $\{r_k\}$ 中の各データレートに対して必要な SNR は、その後、そのデータレートに関する実効的な SNR に対して比較される（ステップ 3 2 2）。セット $\{r_k\}$ 中のデータレートが受信された SNR によってサポートされるか否かの決定が、次になされる。 N_T のデータレートのそれぞれに対して必要な SNR が、そのデータレートに関する実効的な SNR より小さい若しくは等しいのであれば、セット $\{r_k\}$ 中のデータレートは、受信された SNR によってサポートされると判断され、そして成功が表示される（ステップ 3 2 6）。それ以外は、 N_T のデータレートのいずれか 1 つに対して必要な SNR が、データレートに関する実効的な SNR を超えるのであれば、セット $\{r_k\}$ 中のデータレートは、受信された SNR によってサポートされないと判断され、失敗が表示される。

【0064】

明確にするために、2 つの送信アンテナ（すなわち、 $N_T = 2$ ）及び 4 つの受信アンテナ（すなわち、 $N_R = 4$ ）を有する $\{2, 4\}$ MIMO システムに対する一例が、以下に説明され、1 ヘルツ当り毎秒 3 ビット (bps/Hz) の全体スペクトル効率をサポートするために明示される。この例に対して、データレートの 2 セットが、評価される。第 1 のセットは、 $1 \text{ bps}/\text{Hz}$ 及び $2 \text{ bps}/\text{Hz}$ に対応するデータレートを含み、そして第 2 のセットは、 $4/3 \text{ bps}/\text{Hz}$ 及び $5/3 \text{ bps}/\text{Hz}$ に対応するデータレートを含む。各レートセットの性能は、（例えば、図 3 に示されたプロセスに基づいて）決定され、そして互いに比較される。

【0065】

図 4 は、 $1 \text{ bps}/\text{Hz}$ 、 $4/3 \text{ bps}/\text{Hz}$ 、 $5/3 \text{ bps}/\text{Hz}$ 、及び $2 \text{ bps}/\text{Hz}$ のスペクトル効率に対する $\{1, 4\}$ MIMO システムに関する PER 対 SNR のプロットを示す。これらのプロットは、この分野で知られているように、コンピュータシミ

10

20

30

40

50

ュレーション若しくはある種の他の手段によって生成される可能性がある。MIMOシステムは、一般に特定の目的のPERにおいて動作するように示される。この場合に、各スペクトル効率に対して目的のPERを達成するために必要なSNRが決定され、そしてルックアップテーブルに記憶される可能性がある。例えば、目的のPERが1%であるならば、 -2.0 dB 、 0.4 dB 、 3.1 dB 、及び 3.2 dB の値が、それぞれ $1, 4/3, 5/3$ 、及び 2 bps/Hz のスペクトル効率に対してルックアップテーブルに記憶される可能性がある。

【0066】

第1のレートセットに対して、それぞれ、1および 2 bps/Hz のスペクトル効率を有するデータストリーム1及び2に対して必要なSNRsは、図4のプロット412及び418を使用して決定される可能性があり（図3のステップ312）、以下の通りである：

$SNR_{req}(1) = -2.0 \text{ dB}$ 、 1 bps/Hz のスペクトル効率を有するデータストリーム1に対して、及び

$SNR_{req}(2) = 3.2 \text{ dB}$ 、 2 bps/Hz のスペクトル効率を有するデータストリーム2に対して。

【0067】

データストリーム2の実効的なSNR（これは最後に、そしてデータストリーム1からの干渉が効果的に削除されたという仮定の下で再生される）は、その後、その必要なSNRに設定され（ステップ316）、以下の通りである：

$$SNR_{eff}(2) = SNR_{req}(2) = 3.2 \text{ dB}.$$

【0068】

受信されたSNRは、その後、式（8）に基づいて決定され、以下の通りである：

$$SNR_{rx} = 2 \cdot SNR_{req}(2), \quad \text{直線単位に対して、若しくは}$$

$$SNR_{rx} = SNR_{req}(2) + 3.0 \text{ dB} = 6.2 \text{ dB}, \quad \text{ログ単位に対して。}$$

【0069】

各残りのデータストリーム（すなわち、データストリーム1）の実効的なSNRは、式（7）に基づいて次に決定され（ステップ320）、以下の通りである：

$$SNR_{eff}(1) = 3/8 \cdot SNR_{rx}, \quad \text{直線単位に対して、若しくは}$$

$$SNR_{eff}(1) = SNR_{rx} - 4.3 \text{ dB} = 1.9 \text{ dB}, \quad \text{ログ単位に対して。}$$

【0070】

第1のレートセット中の各データレートに関する実効的な及び必要なSNRは、表1の列2及び3に与えられる。各データレートに対するマージンも、決定され、表1の最後の行に与えられる。

10

20

30

【表 1】

表 1

	第1のレートセット		第2のレートセット		単位
データストリーム	1	2	1	2	
スペクトル効率	1	2	4/3	5/3	bps/Hz
SNR_{eff}	1.9	3.2	1.8	3.1	dB
SNR_{req}	-2.0	3.2	0.4	3.1	dB
マージン	3.9	0.0	1.4	0.0	dB

10

【0071】

データストリーム 1 及び 2 に対して必要な SNR は、その後、これらのデータストリームに関する実効的な SNR s に対して比較される（ステップ 322）。 $SNR_{req}(2) = SNR_{eff}(2)$ 及び $SNR_{req} < SNR_{eff}(1)$ であるので、データレートはこのセットは、6.2 dB の最小の受信された SNR によってサポートされる。

20

【0072】

第 1 のレートセットが、図 3 に示されたプロセスを通して最初の反復によってサポートされると判断されるので、追加の反復は実施される必要がない。しかしながら、この第 1 のレートセットが 6.2 dB の受信された SNR によってサポートされていないのであれば（例えば、データストリーム 1 に対して必要な SNR が、1.9 dB より大きくなるように変化するのであれば）、もう 1 つの反復が実施されるはずであり、それによって受信された SNR は、 $SNR_{req}(1)$ に基づいて決定され、そして 6.2 dB より大きくなるはずである。

【0073】

第 2 のレートセットに対して、それぞれ、4/3 及び 5/3 bps/Hz のスペクトル効率を有するデータストリーム 1 及び 2 に対して必要な SNR は、図 4 のプロット 414 及び 416 を使用して決定される可能性があり、以下の通りである：

30

$SNR_{req}(1) = 0.4$ dB、4/3 bps/Hz のスペクトル効率を有するデータストリーム 1 に対して、及び

$SNR_{req}(2) = 3.1$ dB、5/3 bps/Hz のスペクトル効率を有するデータストリーム 2 に対して。

【0074】

データストリーム 2 の実効的な SNR は、その後、その必要な SNR に設定される。受信された SNR は、その後、式 (8) に基づいて決定され、以下の通りである：

$SNR_{rx} = SNR_{req}(2) + 3.0$ dB = 6.1 dB、ログ単位に対して。

40

【0075】

各残りのデータレート（すなわち、データレート 1）の実効的な SNR は、式 (7) に基づいて次に決定され、以下の通りである：

$SNR_{eff}(1) = SNR_{rx} - 4.3$ dB = 1.8 dB、ログ単位に対して。

【0076】

第 2 のレートセット中の各データレートに関する実効的な及び必要な SNR s は、表 1 の列 4 及び 5 に与えられる。

【0077】

データストリーム 1 及び 2 の実効的な SNR s は、その後、それらの必要な SNR s に対して比較される。再び、 $SNR_{req}(2) = SNR_{eff}(2)$ 及び $SNR_{req}(2) < SNR_{eff}(1)$ であるので、データレートはこのセットは、6.2 dB の最小の受信された SNR によってサポートされる。

50

1) $< \text{SNR}_{\text{eff}}(1)$ であるので、このデータレートのセットは、6.1 dB の最小の受信された SNR によってサポートされる。

【0078】

上記の説明は、“縦の”連続的な干渉削除スキームに対してであり、これによって1つのデータストリームが、各送信アンテナから送信され、そして、受信機において、1つのデータストリームが、1つの送信アンテナからのストリームをプロセッシングすることによって、連続的な干渉削除受信機の各ステージにおいて再生される。図4のプロット及びルックアップテーブルは、この垂直スキームに対して導出される。

【0079】

ここに説明された技術は、“対角線の”連続的な干渉削除スキームに対しても使用される可能性があり、これによって各データストリームは、複数の（例えば、全ての N_T の）送信アンテナ（及びおそらく、複数の周波数ビンにわたって）から送信される。受信機において、1つの送信アンテナからのシンボルは、連続的な干渉削除受信機の各ステージにおいて検出される可能性があり、そして各データストリームは、複数のステージから検出されたシンボルから再生される可能性がある。対角線スキームに対して、他の1つのプロットのセット及び他の1つのルックアップテーブルが導出されそして使用される可能性がある。ここに説明した技術は、他の順番をつけるスキームに対しても使用される可能性があり、そしてこれは、本発明の範囲内である。

【0080】

上記の例に関して、次のことが示される。対角線の連続的な干渉削除スキームに対して、データレートの一様な配信をサポートするために必要な最小の受信された SNR（すなわち、2つのデータストリームのそれぞれについて $1.5 \text{ bps} / \text{Hz}$ のスペクトル効率）は、第2のレートセットに対して必要なもの（すなわち、 $4/3$ 及び $5/3$ のスペクトル効率）より約 0.6 dB 高い。この利得は、システム設計をひどく複雑にすることなく達成される。

【0081】

所定の全体のスペクトル効率に対する目的の PER を達成するために必要な最小の受信された SNR を削減するために、最後に再生されたデータストリームは、以前に再生されたデータストリームのいずれに対してもエラーが伝播しない条件に違反しない、最も小さい可能性のあるスペクトル効率で割り当てられる可能性がある。最後に再生されたデータストリームのスペクトル効率が減少するのであれば、1若しくはそれ以上の以前に再生されたデータストリームのスペクトル効率は、所定の全体のスペクトル効率を達成するためにそれに応じて増加させる必要がある。早期に再生されたデータストリームに対する増加したスペクトル効率は、より高い必要な SNR s に結果としてなるはずである。早期に再生されたデータストリームのいずれか1のスペクトル効率が高くなりすぎるのであれば、最小の受信された SNR は、このデータストリームに対して必要な SNR によって決定され、そして最後に再生されたデータストリームによってではない（これは、データレートの一様な配信に対する場合である）。

【0082】

上記の例では、第2のレートセットは、より小さな受信された SNR を必要とする。その理由は、後で再生されたデータストリーム2が、最初に再生されたデータストリーム1に対するエラーが伝播しない条件に違反しない、より小さなスペクトル効率を割り当てられるからである。第1のレートセットに対して、データストリーム1に割り当てられたスペクトル効率は、余りに控え目であり、その結果、エラーが伝播しないと仮定する一方で、データストリーム2に割り当てられるべき、より高いスペクトル効率を強制することによって全体の性能を害する。比較として、第2のレートセットは、（第1のレートセットに比較して信頼性が低い）エラーが伝播しないことをまだ保障するデータストリーム1へより現実的なスペクトル効率を割り当てる。表1に示されたように、第1のレートセットに対するデータストリーム1のマージンは、3.9 dB であり、一方、第2のレートセットに対するデータストリーム1のマージンは、1.4 dB である。

10

20

30

40

50

【0083】

ここに説明された技術は、所定の受信されたS N R（これはM I M Oシステムに対するオペレーティングS N Rである可能性がある）に対する全体のスペクトル効率を最大にするデータレートのセットを決定するためにも使用される可能性がある。この場合には、実効的なS N R sのセットは、所定の受信されたS N Rに基づいてそして式（7）を使用して N_T のデータストリームに対して始めに決定される可能性がある。セット中の各実効的なS N Rに対して、目的のP E Rに対するこの実効的なS N Rによってサポートされる可能性がある最も高いスペクトル効率は、その後、決定される。これは、スペクトル効率に関する実効的なS N Rの値を記憶する他の1つのルックアップテーブルを使用することによって達成される可能性がある。 N_T のスペクトル効率のセットは、 N_T の実効的なS N R sのセットに対して得られる。 N_T のスペクトル効率のこのセットに対応するデータレートのセットは、その後決定され、そして N_T のデータストリームに対して使用される可能性がある。このレートセットは、所定の受信されたS N Rに対する全体のスペクトル効率を最大にする。

10

【0084】

上記の説明では、データストリームの実効的なS N R sは、受信されたS N Rに基づいてそして式（7）を使用して決定される。この式は、典型的なM I M Oシステムに対して一般的に（大部分は）真実である、上記したような、種々の仮定を含む。さらに、式（7）も、受信機において連続的な干渉削除プロセッシングの使用に基づいて導出される。異なった式若しくはルックアップテーブルは、異なったオペレーティング条件及び／若しくは異なった受信機プロセッシング技術に対するデータストリームの実効的なS N R sを決定するためにも使用される可能性がある。これは、本発明の範囲内である。

20

【0085】

単純にするために、データレートの決定は、M I M Oシステムに対して具体的に説明される。これらの技術は、他の多元チャネル通信システムに対しても使用される可能性がある。

【0086】

ワイドバンドM I M Oシステムは、周波数選択的フェーディングを経験する可能性がある。これは、システムバンド幅にわたり異なる量の減衰によって特徴付けられる。周波数選択的フェーディングは、インターシンボル干渉（I S I）を引き起こす。これは、それによって受信された信号中の各シンボルが、受信された信号中の後続のシンボルへの歪として作用する現象である。この歪は、受信されたシンボルを正しく検出する能力に影響を与えることによって性能を劣化させる。

30

【0087】

O F D Mは、I S Iを克服するために及び／若しくは他の理由のために使用される可能性がある。あるO F D Mシステムは、全体のシステムバンド幅を複数（ N_F ）の周波数サブチャネルに効率的に区分する。周波数サブチャネルは、サブバンド若しくは周波数ビンとしても呼ばれる可能性がある。各周波数サブチャネルは、そこでデータが変調される可能性があるそれぞれのサブキャリアに関連付けられる。O F D Mシステムの周波数サブチャネルは、送信及び受信アンテナの間の伝播経路の特性（例えば、マルチパスプロファイル）に依存して、周波数選択的フェーディングも経験する可能性がある。O F D Mを使用して、周波数選択的フェーディングに起因するI S Iは、この分野で知られるように、各O F D Mシンボルの部分を繰り返すこと（すなわち、各O F D Mシンボルに周期的なプリフィックスを付けること）によって、克服される可能性がある。

40

【0088】

O F D Mを利用するM I M Oシステム（すなわち、M I M O-O F D Mシステム）に対して、 N_F の周波数サブチャネルは、データ送信に対する N_S の空間的サブチャネルのそれぞれにおいて利用可能である。各空間的サブチャネルの各周波数サブチャネルは、送信チャネルとしてみなされる可能性があり、そして $N_F \cdot N_S$ の送信チャネルは、 N_T の送信アンテナと N_R の受信アンテナとの間のデータ送信に対して利用可能である。上述され

50

たデータレート決定は、MIMOシステムに対して上述したものと同様に、 N_T の送信アンテナのセットに対して実施される可能性がある。あるいは、データレートの決定は、 N_F の周波数サブチャネルのそれぞれに対する N_T の送信アンテナのセットに対して独立して実施される可能性がある。

【0089】

送信機システム

図5は、送信機ユニット500のブロック図である。これは、図1の送信機システム110の送信機部分の実施形態である。この実施形態では、別々のデータレート及びコーディング及び変調スキームが、 N_T の送信アンテナにおいて送信されるべき N_T のデータストリーム

10

のそれぞれに対して使用される可能性がある（すなわち、アンテナ当りの基準で別々のコーディング及び変調）。具体的なデータレート及び各送信アンテナに対して使用されるべきコーディング及び変調スキームは、コントローラ130によって与えられた制御に基づいて決定される可能性があり、そしてデータレートは、上述したように決定される可能性がある。

【0090】

送信機ユニット500は、(1)変調シンボルを供給するために別々のコーディング及び変調スキームにしたがって各データストリームを受信し、コード化し、そして変調するTXデータプロセッサ114a、及び(2)OFDMが採用されるのであれば、送信シンボルを供給するために変調シンボルをさらに処理する可能性があるTX MIMOプロセッサ120aを含む。TXデータプロセッサ114a及びTX MIMOプロセッサ120aは、図1のそれぞれのTXデータプロセッサ114及びTX MIMOプロセッサ120の1実施形態である。

20

【0091】

図5に示された具体的な実施形態では、TXデータプロセッサ114aは、デマルチプレクサ510、 N_T のエンコーダ512aから512t、 N_T のチャンネルインターリーバ514aから514t、及び N_T のシンボルマッピングエレメント516aから516t（すなわち、各送信アンテナに対して、エンコーダ、チャンネルインターリーバ、及びシンボルマッピングエレメントの1セット）を含む。デマルチプレクサ510は、データ送信に対して使用されるべき N_T の送信アンテナに対する N_T のデータストリームにトラフィックデータ（すなわち、情報ビット）をデマルチプレックスする。 N_T のデータストリームは、レート制御によって決定されたように、異なるデータレートで関連付けられる可能性がある。各データストリームは、それぞれのエンコーダ512に与えられる。

30

【0092】

各エンコーダ512は、そのデータストリームに対して選択された具体的なコーディングスキームに基づいてそれぞれのデータストリームを受信し、そしてコード化して、コード化されたビットを供給する。コーディングは、データ送信の信頼性を増加する。コーディングスキームは、周期的な冗長性チェック(CRC)コーディング、コンボリューションコーディング、ターボコーディング、ブロックコーディング、及びその他の任意の組み合わせを含む可能性がある。各エンコーダ512からのコード化されたビットは、その後、それぞれのチャンネルインターリーバ514に供給される。チャンネルインターリーバ514は、固有のインターリービングスキームに基づいてコード化されたビットをインターリーブする。インターリービングは、コード化されたビットに対して時間ダイバーシティを与え、データストリームに対して使用された送信チャンネルに対する平均SNRに基づいて送信されるべきデータを認め、フェーディングを克服し、そして各変調シンボルを形成するために使用されたコード化されたビット間の相関をさらに削除する。

40

【0093】

各チャンネルインターリーバ514からのコード化されたそしてインターリーブされたビットは、それぞれのシンボルマッピングエレメント516に与えられる。シンボルマッピングエレメント516は、変調シンボルを形成するためにこれらのビットをマップする。

50

各シンボルマッピングエレメント 5 1 6 によって実行されるべき固有の変調スキームは、コントローラ 1 3 0 によって与えられた変調制御により決定される。各シンボルマッピングエレメント 5 1 6 は、ノンバイナリシンボルを形成するために q_j のコード化され、そしてインターリーブされたビットのセットをグループ化し、そして選択された変調スキーム（例えば、QPSK、MPSK、MQAM、若しくはある他の変調スキーム）に対応する信号配列中の特定の点に各ノンバイナリシンボルをさらにマップする。各マップされた信号の点は、 M_j -アレイの変調シンボルに対応する。ここで、 M_j は j 番目の送信アンテナに対する選択された固有の変調スキームに対応し、 $M_j = 2^{q_j}$ である。 N_T のシンボルマッピングエレメント 5 1 6 a から 5 1 6 t は、その後、変調シンボルの N_T のストリームを与える。

10

【0094】

図 5 に示された具体的な実施形態では、TX MIMO プロセッサ 1 2 0 a は、 N_T の OFDM モジュレータを含む。各モジュレータは、逆フーリエ変換 (IFFT) ユニット 5 2 2 及び周期的なプリフィックス生成器 5 2 4 を含む。各 IFFT 5 2 2 は、対応するシンボルマッピングエレメント 5 1 6 からそれぞれの変調シンボルストリームを受信する。各 IFFT 5 2 2 は、 N_F の変調シンボルをグループ化して、対応する変調シンボルベクトルを形成し、そして逆高速フーリエ変換を使用して各変調シンボルベクトルを時間ードメイン表記（これは、OFDM シンボルとして呼ばれる）に変換する。IFFT 5 2 2 は、任意の数の周波数サブチャネル（例えば、8, 16, 32, . . . , N_F , . . . ）について逆変換を実施するために設計される可能性がある。各 OFDM シンボルに対して、周期的なプリフィックス生成器 5 2 4 は、OFDM シンボルの部分を繰り返して、対応する送信シンボルを形成する。周期的なプリフィックスは、送信シンボルがマルチパス遅延拡散の存在においてもその直交特性を維持し、それによって、周波数選択的フェーディングによって生じたチャネル分散のような有害な経路効果に対して性能を改善することを確かにする。周期的なプリフィックス生成器 5 2 4 は、その後、関連する送信機 1 2 2 へ送信シンボルのストリームを与える。OFDM が採用されなければ、TX MIMO プロセッサ 1 2 0 a は、各シンボルマッピングエレメント 5 1 6 から関連した送信機 1 2 2 へ変調シンボルストリームを単に与える。

20

【0095】

各送信機 1 2 2 は、（OFDM を使用しない MIMO に対して）それぞれの変調シンボルストリームを若しくは（OFDM を使用する MIMO に対して）送信シンボルストリームを受信して処理して、変調された信号を生成する。これは、その後、関連したアンテナ 1 2 4 から送信される。

30

【0096】

送信機ユニットに関する他の設計も、実行される可能性があり、本発明の範囲内である。

【0097】

OFDM を使用した及び使用しない MIMO システムに対するコーディング及び変調は、以下の米国特許出願にさらに詳細に説明される。

【0098】

40

- ・ 米国特許出願番号第 09 / 993, 087 号、名称 “多元アクセス多元入力多元出力 (MIMO) 通信システム”、2001 年 11 月 6 日提出；
- ・ 米国特許出願番号第 09 / 854, 235 号、名称 “チャネル状態情報を利用する多元入力多元出力 (MIMO) 通信システムにおいてデータを処理するための方法及び装置”、2001 年 5 月 11 日提出；
- ・ 米国特許出願番号第 09 / 826, 481 号及び第 09 / 956, 449 号、両者ともに名称 “ワイアレス通信システムにおいてチャネル状態情報を利用するための方法及び装置”、それぞれ 2001 年 3 月 23 日、及び 2001 年 9 月 18 日に提出；
- ・ 米国特許出願番号第 09 / 776, 075 号、名称 “ワイアレス通信システムのためのコーディングスキーム”、2001 年 2 月 1 日提出；及び

50

・ 米国特許番号第09/532,492号、名称“マルチキャリア変調を採用する高効率高性能通信システム”、2000年3月30日提出。

【0099】

これらの出願は、全て本発明の譲受人に譲渡されており、引用文献としてここに組み込まれている。出願番号第09/776,075号は、コーディングスキームを説明しており、それによって異なるレートが、同一のベースコード（例えば、コンボリューション若しくはターボコード）を使用してデータをコーディングすることによって、そして所望のレートを達成するためにパルクチャリングを調整することによって達成される可能性がある。他のコーディング及び変調スキームも、使用される可能性があり、これは、本発明の範囲内である。

10

【0100】

受信機システム

図6は、連続的な削除受信機プロセッシング技術を実行する能力があるRX MIMO/データプロセッサ160aのブロック図である。RX MIMO/データプロセッサ160aは、図1のRX MIMO/データプロセッサ160の1実施形態である。 N_T の送信アンテナから送信された信号は、 N_R のアンテナ152aから152rのそれぞれによって受信され、そしてそれぞれの受信機154に転送される。各受信機154は、それぞれの受信された信号を調整し（例えば、フィルタし、増幅し、そしてダウンコンバートし）、そして調整された信号をデジタル化して、対応するデータサンプルのストリームを与える。

20

【0101】

OFDMを使用しないMIMOに関して、データサンプルは、受信されたシンボルの代表値である。各受信機154は、それぞれの受信されたシンボルストリーム、これは、各シンボル期間に対する受信されたシンボルを含む、をRX MIMO/データプロセッサ160aに与えるはずである。

【0102】

OFDMを使用するMIMOに関して、各受信機154は、周期的なプリフィックス削除エレメント及びFFTプロセッサをさらに含む（両者とも、単純化のために図6には示されていない）。周期的なプリフィックス削除エレメントは、周期的なプリフィックスを削除する。周期的なプリフィックスは、各送信シンボルに対して送信機システムにおいて挿入され、対応する受信されたOFDMシンボルを与える。FFTプロセッサは、その後、各受信されたOFDMシンボルを変換して、そのシンボル期間の間、 N_F の周波数サブチャネルに対する N_F の受信されたシンボルのベクトルを与える。 N_R の受信されたシンボルベクトルストリームは、その後、RX MIMO/データプロセッサ160aへ N_R の受信機154によって与えられる。

30

【0103】

OFDMを使用するMIMOに関して、RX MIMO/データプロセッサ160aは、 N_R の受信されたシンボルベクトルストリームを N_R の受信されたシンボルストリームの N_F のグループにデマルチプレックスする可能性がある。 N_F のグループは、各周波数サブチャネルに対して1グループであり、各グループは、1つの周波数サブチャネルに対して受信されたシンボルの N_R のストリームを含んでいる。RX MIMO/データプロセッサ160aは、その後、OFDMを使用しないMIMOに関する N_R の受信されたシンボルストリームに対してのような、同様の方法で N_R の受信されたシンボルストリームの各グループを処理する可能性がある。RX MIMO/データプロセッサ160aは、この分野で知られたように、いくつかの他のオーダリングスキームに基づいてOFDMを使用するMIMOに対して受信されたシンボルも処理する可能性がある。いずれの場合でも、RX MIMO/データプロセッサ160aは、（OFDMを使用しないMIMOに対して） N_R の受信されたシンボルストリームを若しくは（OFDMを使用するMIMOに対して） N_R の受信されたシンボルストリームの各グループを処理する。

40

50

【0104】

図6に示された実施形態では、RX MIMO／データプロセッサ160aは、再生されるべき送信されたデータストリームのそれぞれに対して1ステージの、複数の連続した（すなわち、カスケード接続された）受信機プロセッシングステージ610aから610nを含む。（最後のステージ610nを除く）各受信機プロセッシングステージ610は、空間的プロセッサ620、RXデータプロセッサ630、及び干渉キャンセラ640を含む。最後の610nは、空間的プロセッサ620n及びRXデータプロセッサ630nだけを含む。

【0105】

第1のステージ610aに関して、空間的プロセッサ620aは、特定の空間的な若しくは空間－時間受信機プロセッシング技術に基づいて受信機154aから154rからの N_R の受信されたシンボルストリーム（ベクトル \underline{y}^1 として表される）を受信し、処理して、（最大） N_T の検出されたシンボルストリーム（ベクトル \underline{x}^1 として表される）を与える。OFDMを使用するMIMOに関して、 N_R の受信されたシンボルストリームは、1つの周波数サブチャネルに対する受信されたシンボルを具備する。最も低いデータレートに対応する検出されたシンボルストリーム、 \underline{x}^1 、は、選択され、そしてRXデータプロセッサ630aに与えられる。プロセッサ630aは、第1のステージに対して選択された検出されたシンボルストリーム、 \underline{x}^1 、をさらに処理して（例えば、デモジュレートし、デインターリーブし、そしてデコードして）、デコードされたデータストリームを与える。空間的プロセッサ620aは、チャネル応答マトリックス、 \underline{H} 、の推定値を与える。チャネル応答マトリックス、 \underline{H} 、は、全てのステージに対して空間的な若しくは空間－時間プロセッシングを実施するために使用される。

【0106】

第1のステージ610aに関して、干渉キャンセラ640aは、受信機154から N_R の受信されたシンボルストリーム（すなわち、ベクトル \underline{y}^1 ）も受信する。干渉キャンセラ640aは、RXデータプロセッサ630aからデコードされたデータストリームをさらに受信し、そしてプロセッシング（例えば、エンコーディング、インターリーブング、変調、チャネル応答、及びその他）を実施して、 N_R の再変調されたシンボルストリーム（ベクトル \underline{i}^1 として表される）を導出する。これは、たった今再生されたデータストリームに起因する干渉成分の推定値である。再変調されたシンボルストリームは、その後、第1のステージの入力シンボルストリームから引き算されて、 N_R の変形されたシンボルストリーム（ベクトル \underline{y}^2 として表される）を導出する。これは、全てののしかし引き算された（すなわち、削除された）干渉成分を含む。 N_R の変形されたシンボルストリームは、その後、次のステージに与えられる。

【0107】

第2から最後のステージ610bから610nのそれぞれに関して、そのステージに対する空間的プロセッサは、前のステージの干渉キャンセラから N_R の変形されたシンボルストリームを受信し、処理して、そのステージに対する検出されたシンボルストリームを導出する。そのステージにおける最も低いデータレートに対応する検出されたシンボルストリームが、選択され、そしてRXデータプロセッサによって処理されて、そのステージに対するデコードされたデータストリームを与える。第2から第2－から－最後のステージのそれぞれに関して、そのステージの干渉キャンセラは、前のステージの干渉キャンセラから N_R の変形されたシンボルストリーム及び同じステージ中のRXデータプロセッサからのデコードされたデータストリームを受信して、 N_R の再変調されたシンボルストリームを導出し、そして次のステージに対して N_R の変形されたシンボルストリームを与える。

【0108】

連続的な削除受信機プロセッシング技術は、前述の米国特許出願番号第09／993,087号及び第09／854,235号にさらに詳細に説明されている。

【0109】

10

20

30

40

50

各ステージにおける空間的プロセッサ620は、固有の空間的若しくは空間－時間受信機プロセッシング技術を実行する。使用されるべき具体的な受信機プロセッシング技術は、一般にMIMOチャネルの特性に依存する。これは、非分散型若しくは分散型のいずれかとして特徴付けられる可能性がある。非分散型MIMOチャネルは、フラットフェーディング（すなわち、システムバンド幅にわたってほぼ等しい減衰の量）を経験する、そして分散型MIMOチャネルは、周波数選択的フェーディング（すなわち、システムバンド幅にわたって異なる減衰の量）を経験する。

【0110】

非分散型MIMOチャネルに関して、空間的な受信機プロセッシング技術は、受信された信号を処理するために使用される可能性があり、検出されたシンボルストリームを与える。これらの空間的な受信機プロセッシング技術は、チャネル相関マトリックス反転（CCMI）技術（これは、ゼロフォーシング(zero-forcing)技術としても呼ばれる）及び最小平均自乗エラー(minimum mean square error)（MMSE）技術を含む。他の空間的な受信機プロセッシング技術も、使用される可能性があり、本発明の範囲内である。

10

【0111】

分散型MIMOチャネルに関して、チャネルにおける時間分散は、シンボル間干渉（ISI）を誘起する。性能を向上させるために、特定の送信されたデータストリームを再生しようと試みている受信機は、他の送信されたデータストリームからの干渉（すなわち、“クロストーク”）、同様に全てのデータストリームからのISIの両者を改善する必要がある。クロストーク及びISIの両者を克服するために、空間－時間受信機プロセッシング技術は、受信された信号を処理するために使用される可能性があり、検出されたシンボルストリームを与える。これらの空間－時間受信機プロセッシング技術は、MMSEリニアイコライザ（MMSE-LI）、判断フィードバックイコライザ（DFE）、最大の可能性があるシーケンス推定器(maximum-likelihood sequence estimator)（MLSE）、及びその他を含む。

20

【0112】

CCMI、MMSE、MMSE-LI、及びDFE技術は、上記の米国特許出願番号第09/993,087、09/854,235、09/826,481、及び09/956,44に詳細に説明されている。

【0113】

ここで説明されたデータレート決定及びデータ送信技術は、種々の手段によって実行される可能性がある。例えば、これらの技術は、ハードウェア、ソフトウェア、若しくはこれらの組み合わせで実行される可能性がある。ハードウェア実行に関して、送信機におけるデータレート決定するために使用された素子及び送信機／受信機におけるデータ送信は、1若しくはそれ以上のアプリケーションスペシフィック集積回路（ASICs）、デジタルシグナルプロセッサ（DSPs）、デジタルシグナルプロセッシングデバイス（DSPDs）、プログラマブルロジックデバイス（PLDs）、フィールドプログラマブルゲートアレイ（FPGAs）、プロセッサ、コントローラ、マイクロコントローラ、マイクロプロセッサ、ここに説明した機能を実行するために設計された他の電子ユニット、若しくはこれらの組み合わせの中で、実行される可能性がある。

30

40

【0114】

ソフトウェア実行に関して、送信機／受信機におけるデータレート決定及びプロセッシングのある態様は、ここで説明された機能を実施するモジュール（例えば、手順、機能、及びその他）を使用して実行される可能性がある。ソフトウェアコードは、メモリユニット（例えば、図1のメモリ132）中に記憶される可能性があり、そしてプロセッサ（例えば、コントローラ130）によって実行される可能性がある。メモリユニットは、プロセッサの中で、若しくはプロセッサの外部で実行される可能性がある。この場合には、この分野で知られた種々の手段を介してプロセッサに通信的に接続されることができる。

【0115】

見出しは、参考としてここに含まれ、そしてあるセクションが置かれている位置を見つ

50

けることを目的とする。これらの見出しは、そこで説明された概念の範囲を制限することを目的とするものではない、そして、これらの概念は、明細書全体を通して他のセクションに適用性を有する可能性がある。

【0116】

開示された実施形態のこれまでの説明は、本技術分野に知識のあるいかなる者でも、本発明を作成する若しくは使用することを可能にするために提供される。これらの実施形態に対する種々の変形は、本技術分野に知識のある者に、容易に実現されるであろう。そして、ここで規定された一般的な原理は、発明の精神及び範囲から逸脱しないで、他の実施形態にも適用される可能性がある。それゆえ、本発明は、ここに示された実施形態に制限することを意図したものではなく、ここに開示された原理及び卓越した特性と整合する広い範囲に適用されるものである。

10

【図面の簡単な説明】

【0117】

【図1】図1は、MIMOシステムにおける送信機システム及び受信機システムの実施形態のブロック図である。

【図2】図2は、 N_T の送信されたシンボルストリームを再生するために N_R の受信されたシンボルストリームを処理する連続的な干渉削除受信機プロセッシング技術を示すフロー図である。

【図3】図3は、データレートの所定にセットをサポートするために必要な最小の受信されたSNRを決定するためのプロセスの実施形態のフロー図である。

20

【図4】図4は、パケットエラーレート（PER）対スペクトル効率が1, 4/3, 5/3及び2 bps/Hzに関する{1, 4} MIMOシステムに対するSNRのプロットを示す。

【図5】図5は、送信機ユニットの実施形態のブロック図である。

【図6】図6は、連続的な干渉削除受信機プロセッシング技術を実行する能力がある受信機ユニットの実施形態のブロック図である。

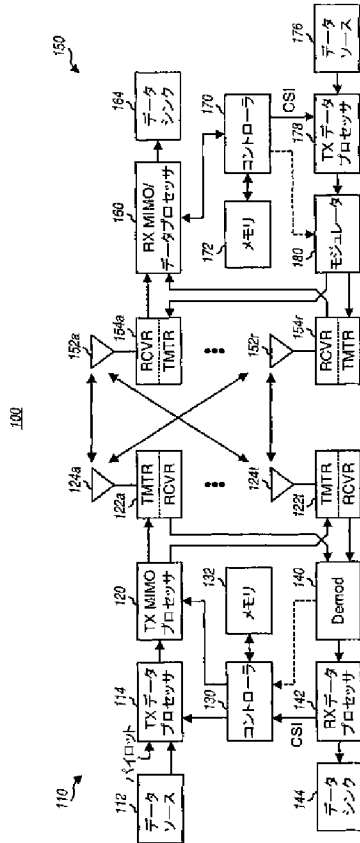
【符号の説明】

【0118】

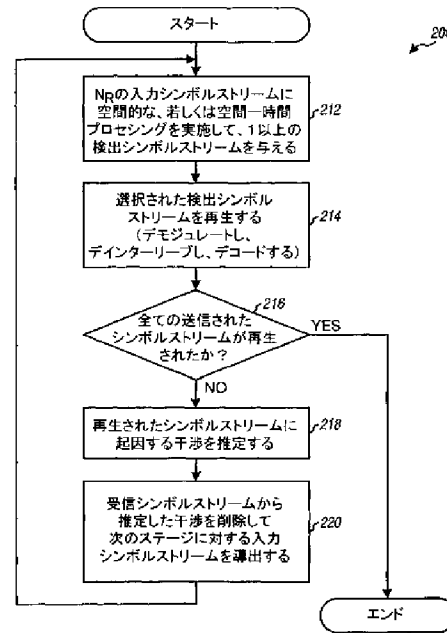
100…MIMOシステム, 110…送信機システム, 114a…TXデータプロセッサ, 124a～124t…アンテナ, 120a…TX MIMOプロセッサ, 150…受信機システム, 152a～152t…アンテナ, 160a…RX MIMO/データプロセッサ, 500…送信機ユニット, 610a～610n…受信機プロセッシングステージ。

30

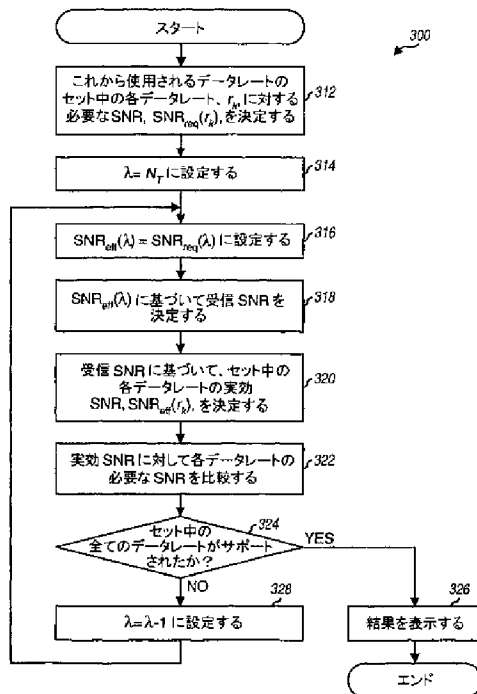
【 図 1 】



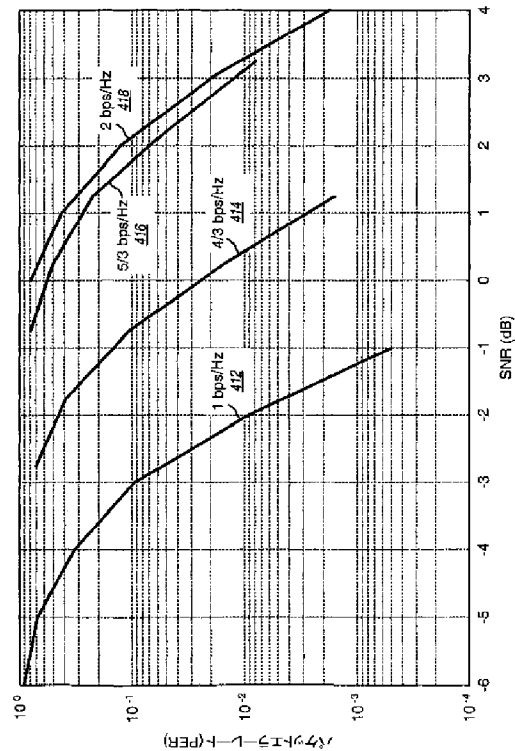
【図 2】



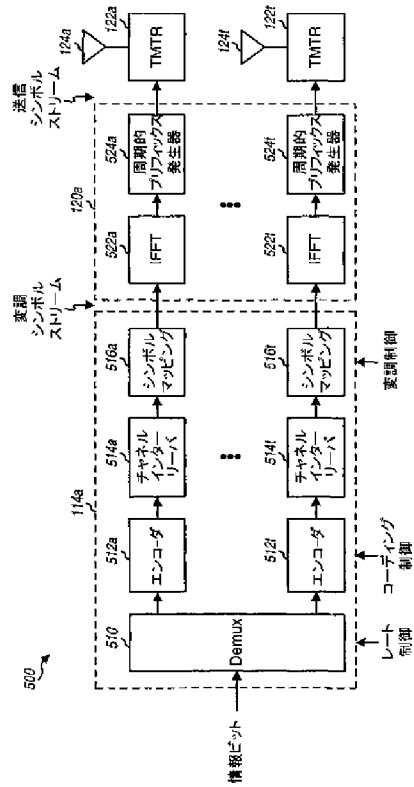
【图 3】



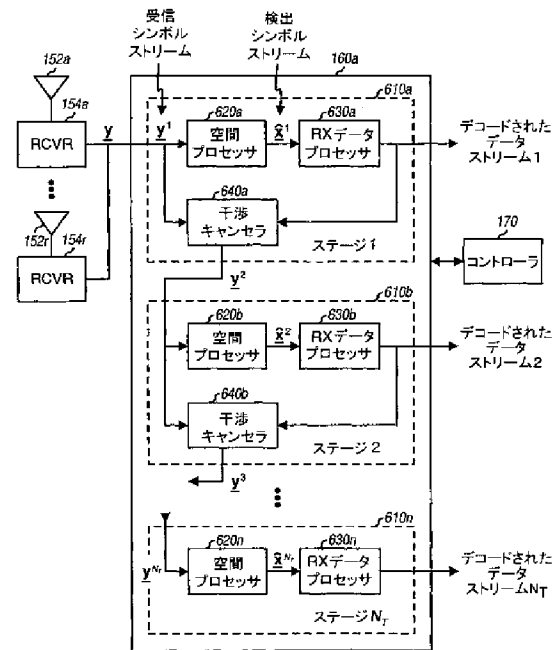
【图 4】



【図 5】



【図 6】



【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/US03/06326

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC(7) : H04B 1/69; H04J 11/00

US CL : 375/190; 370/208

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

U.S. : 375/190, 220, 264, 265; 370/208, 266, 269, 276

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

EAST

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	US 6,154,484 A (LEE et al) 28 November 2000 see figs 1-5 and col.2, lines 5-15 and col.4, lines 60-67 and col.7, lines 35-50 and col.14, lines 11-20 and col.22, lines 55-57	1-31
Y	US 6,141,317 A (MARCHOK et al) 31 October 2000 see fig.2 and col.22, lines 44-67 and col.27, lines 1-67 and col.28, lines 1-67	1-31

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.

Special categories of cited documents:	
* "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
* "E" earlier document published on or after the international filing date	* "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
* "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	* "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
* "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	* "Z" document member of the same patent family
* "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search

17 APRIL 2003

Date of mailing of the international search report

12 MAY 2003

Name and mailing address of the ISA/US
Commissioner of Patents and Trademarks
Box PCT
Washington, D.C. 20231

Facsimile No. (703) 805-8233

Authorized officer

BAYARD, EMMANUEL

Telephone No. (703) 805-8553

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/US08/06826

Box I Observations where certain claims were found unsearchable (Continuation of item 1 of first sheet)

This international report has not been established in respect of certain claims under Article 17(2)(a) for the following reasons:

1. ☐ Claims Nos.:
because they relate to subject matter not required to be searched by this Authority, namely:
2. ☐ Claims Nos.:
because they relate to parts of the international application that do not comply with the prescribed requirements to such an extent that no meaningful international search can be carried out, specifically:
3. ☐ Claims Nos.:
because they are dependent claims and are not drafted in accordance with the second and third sentences of Rule 6.4(a).

Box II Observations where unity of invention is lacking (Continuation of item 2 of first sheet)

This International Searching Authority found multiple inventions in this international application, as follows:

1. ☐ As all required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers all searchable claims.
2. ☐ As all searchable claims could be searched without effort justifying an additional fee, this Authority did not invite payment of any additional fee.
3. ☐ As only some of the required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers only those claims for which fees were paid, specifically claims Nos.:
4. ☐ No required additional search fees were timely paid by the applicant. Consequently, this international search report is restricted to the invention first mentioned in the claims; it is covered by claims Nos.:

Remark on Protest

- ☐ The additional search fees were accompanied by the applicant's protest.
☐ No protest accompanied the payment of additional search fees.

フロントページの続き

(81)指定国 AP(GH,GM,KE,LS,MW,MZ,SD,SL,SZ,TZ,UG,ZM,ZW),EA(AM,AZ,BY,KG,KZ,MD,RU,TJ,TM),EP(AT,BE,BG,CH,CY,CZ,DE,DK,EE,ES,FI,FR,GB,GR,HU,IE,IT,LU,MC,NL,PT,SE,SI,SK,TR),OA(BF,BJ,CF,CG,CI,CM,GA,GN,GQ,GW,ML,MR,NE,SN,TD,TG),AE,AG,AL,AM,AT,AU,AZ,BA,BB,BG,BR,BY,BZ,CA,CH,CN,CO,CR,CU,CZ,DE,DK,DM,DZ,EC,EE,ES,FI,GB,GD,GE,GH,GM,HR,HU,ID,IL,IN,IS,JP,KE,KG,KP,KR,KZ,LC,LK,LR,LS,LT,LU,LV,MA,MD,MG,MK,MN,MW,MX,MZ,NO,NZ,OM,PH,PL,PT,RO,RU,SC,SD,SE,SG,SK,SL,TJ,TM,TN,TR,TT,TZ,UA,UG,UZ,VC,VN,YU,ZA,ZM,ZW

(74)代理人 100084618

弁理士 村松 貞男

(74)代理人 100092196

弁理士 橋本 良郎

(72)発明者 カドウス、タマー

アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92122、サン・ディエゴ、ナンバー316、トスカナ・ウェイ 5385

Fターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD19 DD23 DD33 FF00

5K067 AA23 BB21 CC01 DD51 FF02 HH23 KK03

【要約の続き】

連付けられたレートセットは、データストリームに関する使用に対して選択される可能性がある。

JP 2006504372

PUB DATE: 2006-02-02

APPLICANT: QUALCOMM Incorporated

HAS ATTACHED HERETO CORRESPONDING ENGLISH LANGUAGE EQUIVALENT:

WO 2004038986

PUB DATE: 2004-05-06

APPLICANT: QUALCOMM INC [US]

CLOSED-LOOP RATE CONTROL FOR A MULTI-CHANNEL COMMUNICATION SYSTEM

Page JP 2006504372 (A) - CLOSED-LOOP RATE CONTROL FOR A MULTI-CHANNEL
bookmark COMMUNICATION SYSTEM

Publication date: 2006-02-02

Inventor(s):

Applicant(s): QUALCOMM Incorporated

- international: *H04B7/04; H04B7/06; H04B7/08; H04L1/00; H04L1/06; H04L1/08; H04L1/22; H04L12/28; H04L12/56; H04L25/02; H04L25/03; H04L27/26; H04L29/08; H04B7/005; H04L1/16; H04W16/28; H04W52/50*

Classification: H04B7/04M1; H04B7/06C2C; H04B7/06M; H04B7/08C4J2;
- European: H04L1/00A8Q; H04L1/06T9; H04L1/20; H04L12/28W; H04L12/56B;
H04L25/02C11A; H04L25/03B9; H04L27/26M; H04L27/26M1;
H04L27/26M1R; H04L27/26M5

Application number: JP20050501709T 20031024

Priority number(s): US20020421309P 20021025; US20030448801 20030531; WO2003US34570 20031024

Abstract not available for JP 2006504372 (A)

Abstract of corresponding document: WO 2004038986 (A2)

Closed-loop rate control for data transmission on multiple parallel channels is provided. An inner loop estimates the channel conditions for a communication link and selects a suitable data rate for each of the multiple parallel channels based on the channel estimates. For each parallel channel, a received SNR is computed based on the channel estimates, an operating SNR is computed based on the received SNR and an SNR offset for the parallel channel, and the data rate is selected based on the operating SNR for the parallel channel and a set of required SNRs for a set of data rates supported by the system. An outer loop estimates the quality of data transmissions received on the multiple parallel channels and adjusts the operation of the inner loop. For example, the SNR offset for each parallel channel is adjusted based on the status of packets received on that parallel channel.

【特許請求の範囲】**【請求項1】**

無線通信システムにおいて複数の並列チャネルでデータを送信するための方法であって

、

前記複数の並列チャネルの各々のチャネル推定を得ることと、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の送信モードを選択することであって、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルのデータレートを示していることと、

前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを送信エンティティに送ることであって、前記複数の並列チャネルの各々でのデータ送信は、前記並列チャネルに対して選択された前記送信モードに従って前記送信エンティティで処理されることと、
を備える方法。

【請求項2】

前記送信エンティティから前記複数の並列チャネルでのデータ送信を受信することと、

前記複数の並列チャネルの各々について選択された前記送信モードに従って前記データ送信を処理して、前記並列チャネルで送信されたデータを回復することと、をさらに備える請求項1記載の方法。

【請求項3】

前記複数の並列チャネルの各々の前記チャネル推定は、前記並列チャネルの少なくとも1つのチャネル利得推定と雑音フロア推定とを含む請求項1記載の方法。

【請求項4】

前記選択ステップは、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の受信信号対雑音比 (SNR) を判断することを含んでおり、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルの前記受信SNRに基づいて選択される請求項1記載の方法。

【請求項5】

前記選択ステップはさらに、

前記複数の並列チャネルの各々のSNRオフセットを判断することを含み、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードはさらに前記並列チャネルの前記SNRオフセットに基づいて選択される請求項4記載の方法。

【請求項6】

前記選択ステップはさらに、

前記複数の並列チャネルの各々の動作SNRを、前記並列チャネルの前記受信SNRおよび前記SNRオフセットに基づいて判断することを含み、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルの前記動作SNRに基づいて選択される請求項5記載の方法。

【請求項7】

前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードはさらに、前記システムによってサポートされている1セットの送信モードの1セットの必要SNRに基づいて選択される請求項6記載の方法。

【請求項8】

前記複数の並列チャネルの各々で受信された前記データ送信の品質を推定することをさらに含み、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードはさらに、前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて選択される請求項1記載の方法。

【請求項9】

前記並列チャネルで受信されたデータパケットのステータスに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記SNRオフセットを調整することをさらに備える請求項5記載の方法。

【請求項10】

前記並列チャネルに対して維持されている少なくとも1つのデコードメトリクスに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記SNRオフセットを調整することをさらに備える請求項5記載の方法。

【請求項11】

前記複数の並列チャネルの各々のパケットエラーを検出することと、
前記並列チャネルの前記パケットエラーに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを調整することと、をさらに備える請求項1記載の方法。

【請求項12】

前記並列チャネルの前記受信SNRおよび必要SNRに基づいて前記複数の並列チャネルの各々のSNRマージンを判断することと、

前記複数の並列チャネルのSNRマージンに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを調整することと、をさらに備える請求項4記載の方法。

【請求項13】

前記複数の並列チャネルに全送信電力を分配することを備えており、前記複数の並列チャネルの各々の前記動作SNRはさらに前記並列チャネルに分配されている送信電力に基づいて判断される請求項6記載の方法。

【請求項14】

前記全送信電力は前記複数の並列チャネルに均一に分配される請求項13記載の方法。

【請求項15】

前記全送信電力は注水手順を使用して前記複数の並列チャネルに分配される請求項13記載の方法。

【請求項16】

前記並列チャネルの前記動作SNRと、前記並列チャネルに対して選択された前記送信モードの必要SNRと、前記並列チャネルに分配された前記送信電力とに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の過剰電力を判断することと、

前記複数の並列チャネルの各々の前記過剰電力を累積して、前記複数の並列チャネルの全過剰電力を得ることと、

前記全過剰電力を前記複数の並列チャネルのうちの少なくとも1つに再分配することと、を備える請求項13記載の方法。

【請求項17】

前記全過剰電力は前記複数の並列チャネルのうちの不飽和並列チャネルに均一に再分配され、前記不飽和並列チャネルは、ゼロより大きくかつ最大データレート未満のデータレートを有している請求項16記載の方法。

【請求項18】

前記全過剰電力によってデータレートの最高増加を達成することができる前記全過剰電力は、前記複数の並列チャネルから選択された1つの並列チャネルに再分配される請求項16記載の方法。

【請求項19】

前記複数の並列チャネルの各々は複数のサブバンドを含む方法であって、前記方法はさらに、

前記複数の並列チャネルの各々の前記送信電力を前記並列チャネルの前記複数のサブバンドに分配し、前記複数のサブバンドの類似の受信SNRを達成することを備える請求項13記載の方法。

【請求項20】

前記複数の並列チャネルの各々は複数のサブバンドを含む方法であって、前記方法はさらに、

前記複数の並列チャネルの各々の前記送信電力を前記並列チャネルの前記複数のサブバンドに均一に分配することを備える請求項13記載の方法。

【請求項21】

前記無線通信システムは直交周波数分割多重 (OFDM) 通信システムであり、前記複数の並列チャネルはサブバンドの複数のディスジョイントセットによって形成されている請求項 1 記載の方法。

【請求項22】

前記無線通信システムは周波数分割多重 (FDM) 通信システムであり、前記複数の並列チャネルは複数の周波数サブバンドによって形成されている請求項 1 記載の方法。

【請求項23】

前記無線通信システムは時分割多重 (TDM) 通信システムであり、前記複数の並列チャネルは複数のタイムスロットによって形成されている請求項 1 記載の方法。

【請求項24】

前記無線通信システムは多入力多出力 (MIMO) 通信システムであり、前記複数の並列チャネルは複数の空間チャネルによって形成されている請求項 1 記載の方法。

【請求項25】

前記無線通信システムは、直交周波数分割多重 (OFDM) を有する多入力多出力 (MIMO) 通信システムである請求項 1 記載の方法。

【請求項26】

前記複数の並列チャネルは複数の広帯域空間チャネルによって形成されており、前記複数の並列チャネルの各々は複数のサブバンドを含んでいる請求項 2 5 記載の方法。

【請求項27】

前記複数の並列チャネルの各々の前記チャネル推定は、前記送信エンティティによって複数のアンテナの各々から送信されたパイロットに基づいて得られる請求項 2 5 記載の方法。

【請求項28】

前記複数の並列チャネルの各々の前記チャネル推定は、前記送信エンティティによって複数のアンテナから送信されたステアード基準に基づいて得られる請求項 2 5 記載の方法。

【請求項29】

複数の並列チャネルの各々のチャネル推定を得るための手段と、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて、前記並列チャネルのデータレートを示す前記複数の並列チャネルの各々の送信モードを選択するための手段と、

前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを送信エンティティに送るための手段であって、前記複数の並列チャネルの各々のデータ送信は、前記並列チャネルに対して選択された前記送信モードに従って前記送信エンティティで処理される手段と、を備える無線通信システムにおける装置。

【請求項30】

前記送信エンティティから前記複数の並列チャネルでデータ送信を受信するための手段と、

前記複数の並列チャネルの各々に対して選択された前記送信モードに従って前記受信データ送信を処理し、前記並列チャネルで送られたデータを回復するための手段と、をさらに備える請求項 2 9 記載の装置。

【請求項31】

前記選択手段はさらに、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の受信信号対雑音比 (SNR) を判断するための手段を含み、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルの前記受信 SNR に基づいて選択される請求項 2 9 記載の装置。

【請求項32】

前記複数の並列チャネルの各々で受信された前記データ送信の品質を推定するための手段をさらに備えており、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードはさらに、前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて選択される請求項 2 9 記載の装置。

載の装置。

【請求項33】

複数の並列チャネルの各々のチャネル推定を得るように動作するチャネル推定器と、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の送信モードを選択するように動作するコントローラとを備えており、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルのデータレートを示しており、また前記複数の並列チャネルの各々のデータ送信は前記並列チャネルに対して選択された前記送信モードに従って送信エンティティにおいて処理される無線通信システムにおける装置。

【請求項34】

前記複数の並列チャネルのデータ送信を受信し、前記複数の並列チャネルの各々に対して選択された前記送信モードに従って前記受信データ送信を処理して前記並列チャネルで送られたデータを回復するように動作する受信 (RX) データプロセッサをさらに備える請求項33記載の装置。

【請求項35】

前記コントローラは、前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の受信信号対雑音比 (SNR) を判断し、前記並列チャネルの前記受信 SNR に基づいて並列チャネルごとに前記送信モードを選択するように動作する請求項33記載の装置。

【請求項36】

前記コントローラは、前記複数の並列チャネルの各々で受信された前記データ送信の品質の推定を得て、前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて並列チャネルごとに前記送信モードを調整するように動作する請求項33記載の装置。

【請求項37】

無線通信システムにおいて複数の並列チャネルでデータを送信するための方法であって、

受信エンティティからフィードバック情報を受信することであって、前記フィードバック情報は前記複数の並列チャネルの品質を示していることと、

前記フィードバック情報に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の送信モードを判断することであって、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルのデータレートを示していることと、

前記並列チャネルの前記送信モードに従って前記複数の並列チャネルの各々のデータを処理することと、

前記複数の並列チャネルの各々の前記処理済みデータを前記並列チャネルで前記受信エンティティに送信することと、を備える方法。

【請求項38】

前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルに対して得られたチャネル推定に基づいて前記受信エンティティによって選択され、また前記フィードバック情報は前記複数の並列チャネルに対して前記受信エンティティによって選択された複数の送信モードを含む請求項37記載の方法。

【請求項39】

前記複数の並列チャネルの各々のチャネル利得推定を得ることをさらに備えており、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは、前記並列チャネルの前記チャネル利得推定と、前記受信エンティティからの前記フィードバック情報に含まれている前記並列チャネルの雑音フロア推定とに基づいて判断される請求項37記載の方法。

【請求項40】

前記複数の並列チャネルの各々の前記チャネル利得推定は前記受信エンティティから受信されたステアード基準に基づいて得られる請求項39記載の方法。

【請求項41】

前記複数の並列チャネルのうちの第1の並列チャネルの前記送信モードの調整を受信することと、

前記第1の並列チャネルの前記送信モードの前記調整に従って前記第1の並列チャネルのデータを処理することと、をさらに備える請求項37記載の方法。

【請求項42】

前記第1の並列チャネルの前記送信モードの前記調整は前記第1の並列チャネルに対して検出されたバケットエラーに基づいて判断される請求項41記載の方法。

【請求項43】

前記第1の並列チャネルの前記送信モードの前記調整は前記第1の並列チャネルの受信信号対雑音比 (SNR) および必要SNRに基づいて判断される請求項41記載の方法。

【請求項44】

前記複数の並列チャネルの各々について、前記並列チャネルの複数のサブバンドの複数の送信ウェイトを計算することであって、前記複数の送信ウェイトは前記並列チャネルの前記複数のサブバンドの類似の受信信号対雑音比 (SNR) を達成することと、

前記複数の並列チャネルの各々の前記処理済みデータを前記並列チャネルの前記複数の送信ウェイトによってスケーリングすることと、をさらに備えており、前記複数の並列チャネルの各々の前記スケーリング済みかつ処理済みデータは前記並列チャネルで送信される請求項37記載の方法。

【請求項45】

複数の並列チャネルの品質を示している受信エンティティからのフィードバック情報を受信するための手段と、

前記フィードバック情報に基づいて、前記並列チャネルのデータレートを示している複数の並列チャネルの各々の送信モードを判断するための手段と、

前記並列チャネルの前記送信モードに従って前記複数の並列チャネルの各々のデータを処理するための手段と、

前記複数の並列チャネルの各々の前記処理済みデータを前記並列チャネルで送信するための手段と、を備える無線通信システムにおける装置。

【請求項46】

前記複数の並列チャネルの各々のチャネル利得推定を得るための手段をさらに備えており、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルの前記チャネル利得推定と、前記受信エンティティからの前記フィードバック情報に含まれている前記並列チャネルの雑音フロア推定とに基づいて判断される請求項45記載の装置。

【請求項47】

前記複数の並列チャネルのうちの第1の並列チャネルの前記送信モードの調整を受信するための手段と、

前記第1の並列チャネルの前記送信モードの前記調整に従って前記第1の並列チャネルのデータを処理するための手段と、をさらに備える請求項45記載の装置。

【請求項48】

受信エンティティから受信され、複数の並列チャネルの品質を示しているフィードバック情報に基づいて、前記並列チャネルのデータレートを示している複数の並列チャネルの各々の送信モードを判断するように動作するコントローラと、

前記並列チャネルの前記送信モードに従って前記複数の並列チャネルの各々のデータを処理するように動作する送信 (TX) データプロセッサと、

前記複数の並列チャネルの各々の前記処理済みデータを前記並列チャネルで送信するように動作する少なくとも1つの送信機ユニットと、を備える無線通信システムにおける装置。

【請求項49】

前記コントローラは、前記複数の並列チャネルの各々のチャネル利得推定を得、前記並列チャネルの前記チャネル利得推定と、前記受信エンティティからの前記フィードバック情報に含まれている前記並列チャネルの雑音フロア推定とに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを判断するように動作する請求項48記載の装置。

【請求項50】

前記コントローラは前記複数の並列チャネルのうちの第1の並列チャネルの前記送信モードの調整を得るように動作し、また前記TXデータプロセッサは前記第1の並列チャネルの前記送信モードの前記調整に従って前記第1の並列チャネルのデータを処理するように動作する請求項4記載の装置。

【請求項51】

無線通信システムにおいて複数の並列チャネルでデータを送信するための方法であって、

前記複数の並列チャネルの各々のチャネル推定を得ることと、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の受信信号対雑音比 (SNR) を計算することと、

前記並列チャネルの前記受信SNRおよびSNRオフセットに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の動作SNRを計算することと、

前記並列チャネルの前記動作SNRと、前記システムによってサポートされている1セットの送信モードの1セットの必要SNRとに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の送信モードを選択することであり、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルのデータレートを示していることと、

前記並列チャネルに対して選択された前記送信モードに従って前記複数の並列チャネルの各々のデータを処理することと、を備える方法。

【請求項52】

前記複数の並列チャネルの各々で受信されたデータ送信の品質を推定することと、

前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記SNRオフセットを調整することと、をさらに備える請求項51記載の方法。

【請求項53】

前記複数の並列チャネルの各々で受信された前記データ送信の品質は前記並列チャネルで受信されたパケットのステータスに基づいて推定される請求項52記載の方法。

【請求項54】

前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを調整することをさらに備える請求項52記載の方法。

【請求項55】

複数の並列チャネルの各々のチャネル推定を得るための手段と、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の受信信号対雑音比 (SNR) を計算するための手段と、

前記並列チャネルの前記受信SNRとSNRオフセットとに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の動作SNRを計算するための手段と、

前記並列チャネルの前記動作SNRと、前記システムによってサポートされている1セットの送信モードの1セットの必要SNRとに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の送信モードを選択するための手段であって、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルのデータレートを示しており、

前記並列チャネルに対して選択された前記送信モードに従って前記複数の並列チャネルの各々のデータを処理するための手段と、を備える無線通信システムにおける装置。

【請求項56】

前記複数の並列チャネルの各々で受信されたデータ送信の品質を推定するための手段と、

前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記SNRオフセットを調整するための手段と、をさらに備える請求項55記載の装置。

【請求項57】

前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを調整するための手段をさらに備える請求項56記載の装

置。

【請求項58】

複数の並列チャネルの各々にチャネル利得推定を提供するように動作するチャネル推定器と、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の受信信号対雑音比 (SNR) を計算し、前記並列チャネルの前記受信SNRとSNRオフセットとに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の動作SNRを計算し、前記並列チャネルの前記動作SNRと、前記システムによってサポートされている1セットの送信モードの1セットの必要SNRとに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の送信モードを選択するように動作する選択器であって、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルのデータレートを示しており、

前記並列チャネルに対して選択された前記送信モードに従って前記複数の並列チャネルの各々のデータを処理するように動作するデータプロセッサと、を備える無線通信システムにおける装置。

【請求項59】

前記選択器は、前記複数の並列チャネルの各々で受信されたデータ送信の品質の推定を受信し、前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記SNRオフセットを調整するように動作する請求項58記載の装置。

【請求項60】

前記選択器はさらに、前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを調整するように動作する請求項59記載の方法。

【請求項61】

無線通信システムにおいて複数の並列チャネルの各々のチャネル利得推定を得り、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の受信信号対雑音比 (SNR) を計算し、

前記並列チャネルの前記受信SNRとSNRオフセットとに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の動作SNRを計算し、

前記並列チャネルの前記動作SNRと、前記システムによってサポートされている1セットの送信モードの1セットの必要SNRとに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の送信モードを選択し、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルのデータレートを示しており、またデータは、前記並列チャネルに対して選択された前記送信モードに従って前記複数の並列チャネルの各々で送信されるように動作可能な、命令を記憶するためのプロセッサ読取り可能媒体。

【請求項62】

前記並列チャネルで受信された前記データ送信の品質の推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記SNRオフセットを調整するように動作可能な命令をさらに記憶するための、請求項61記載のプロセッサ読取り可能媒体。

【請求項63】

前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを調整するように動作可能な命令をさらに記憶するための、請求項62記載のプロセッサ読取り可能媒体。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は一般的にデータ通信に関し、より具体的には、マルチチャネル通信システムにおける複数の並列チャネルでのデータ送信のためのレートコントロールを実行するための技術に関する。

【背景技術】

【0002】

マルチチャネル通信システムはデータ送信用に複数の「並列チャネル」を利用している。これらの並列チャネルは、時間ドメイン、周波数ドメイン、空間ドメイン、またはこれらの組み合わせで形成可能である。例えば、複数の並列チャネルは、時分割多重(TDM)通信システムにおける異なるタイムスロットによって、周波数分割多重(FDM)通信システムにおける異なる周波数サブバンドによって、直交周波数分割多重(OFDM)通信システムにおける異なるディスジョイントセットのサブバンドによって、あるいは多入力多出力(MIMO)通信システムにおける異なる空間チャネルによって形成可能である。TDM、FDM、OFDMおよびMIMOシステムを以下により詳細に説明する。

【0003】

複数の並列チャネルは様々なチャネル条件(例えば、異なるフェージング、マルチパスおよび干渉効果)を受け入れ、また異なる信号対雑音比(SNR)を達成することができる。並列チャネルのSNRはその送信能力を判断し、これは一般的に、並列チャネルで確実に送信可能な特定のデータレートによって定量化される。SNRが並列チャネルごとに変化すると、サポートされているデータレートもまたチャネルごとに変化する。さらに、チャネル条件は一般的に経時的に変化するため、複数の並列チャネルによってサポートされているデータレートもまた経時的に変化する。

【0004】

レートコントロールは、連続的に変化しつつあるチャネル条件を受け入れるマルチチャネル通信システムにおける主要な挑戦である。レートコントロールは、チャネル条件に基づいて複数の並列チャネルの各々のデータレートをコントロールすることを意味している。レートコントロールの目的は、特定の packets エラーレート(PER)や他の基準によって定量化可能な一定の品質目的を満たしつつ、複数の並列チャネルでの総合スループットを最大化することである。

【0005】

従って、様々なSNRを有する複数の並列チャネルのレートコントロールを効果的に実行するための技術分野における必要性がある。

【発明の開示】

【0006】

[発明の概要]

複数の並列チャネルでのデータ送信のための閉ループレートコントロールを実行するための技術を以下に説明する。閉ループレートコントロールは1つ以上のループによって実行可能である。内部ループは通信リンクごとにチャネル条件を推定し、複数の並列チャネルの各々について適切なデータレートを選択する(例えば高い総合スループットを達成する)。(任意の)外部ループは、複数の並列チャネルで受信されるデータ送信の品質を推定し、内部ループの動作を調整する。

【0007】

内部ループについて、チャネル推定が、(例えば受信パイロットシンボルに基づいて)複数の並列チャネルについて最初に得られる。チャネル推定は、各並列チャネルの複数のサブバンドに対するチャネル利得推定および受信機における雑音フロアの推定などを含んでいてもよい。そして適切な「通信モード」が、(1)並列チャネルに割り当てられた送信電力、(2)並列チャネルのチャネル推定、(3)並列チャネルに対して外部ループによって提供されたSNRオフセット、および(4)外部ループによって提供された他の情報に基づいて並列チャネルごとに選択される。とりわけ送信モードは並列チャネルに使用する特定のデータレートを示している。SNRオフセットは並列チャネルに使用するバックオフ量を示しており、並列チャネルの送信モードの選択に影響する。外部ループからの他の情報によって、例えば過剰なパケットエラーが並列チャネルについて受信された場合、並列チャネルに対して通常選択されるよりも低いデータレートを有する送信モードを内部ループが選択してもよい。送信機および受信機は、並列チャネルごとのデータを、該並列チャネルに対して選択された送信モードに従って処理する。

【0008】

外部ループについて、受信機は複数の並列チャネルを介して受信されたデータ送信の品質を推定する。例えば、受信機は、(後述するのと同程度の)各受信データパケットのステータスを判断し、データストリームごとにデコードメトリクスを取得し、並列チャネルごとに受信SNRを推定する、などが可能である。そして外部ループは、並列チャネルごとに、該並列チャネルの推定受信品質に基づいて内部ループの動作を調整する。例えば、外部ループは、並列チャネルごとにSNRオフセットを調整して、該並列チャネルの目標パケットエラーレート(PER)を達成することが可能である。過剰なパケットエラーが該並列チャネルに対して検出された場合、外部ループによってまた、並列チャネルに対してより低いデータレートを有する送信モードを内部ループが選択してもよい。

【0009】

本発明の種々の態様および実施形態はまた以下により詳細に説明されている。

【0010】

本発明の特徴、性質および利点は図面と関連してなされる後述の詳細な説明によってより明らかになり、同一の参照番号を図面に一貫して使用する。

【発明を実施するための最良の形態】

【0011】

用語「例示的」は、「例、場合または図示である」ことを意味するためにここでは使用する。「例示的」なものとしてここで説明されている実施形態や設計は必ずしも、他の実施形態や設計に好ましく、または好都合なものとして構成されているわけではない。

【0012】

ここで使用されているように、「レートコントロール」はチャネル条件に基づいて複数の並列チャネルの各々のデータレートをコントロールすることを意味している。並列チャネルごとのデータレートは、該並列チャネルで使用するために選択された送信モードによって判断される。従ってレートコントロールは複数の並列チャネルに使用されている送信モードをコントロールすることによって達成可能である。

【0013】

図1は、 N_c 個(ここで $N_c < 1$ である)の並列チャネルに対する閉ループレートコントロールを有するマルチチャネル通信システム100における送信機110と受信機150のブロック図を示している。 N_c 個の並列チャネルは後述のように種々の方法で形成可能である。ダウンリンク送信について、送信機110はアクセスポイントであり、受信機150はユーザ端末であり、第1の通信リンク148はダウンリンク(すなわち順リンク)であり、第2の通信リンク152はアップリンク(すなわち逆リンク)である。アップリンク送信については、送信機110はユーザ端末であり、受信機150はアクセスポイントであり、第1および第2の通信リンクはそれぞれアップリンクおよびダウンリンクである。

【0014】

送信機110において、送信(TX)データプロセッサ120は N_c 個のデータストリームを受信する(N_c 個の並列チャネルの各々につき1個のストリーム)。各並列チャネルは、該並列チャネルに使用する1セットの送信パラメータを示す特定の送信モードと関連している。送信モードは、データ送信に使用する特定のデータレート、特定の符号化スキームまたはコードレート、特定のインタリーブ化スキーム、および特定の変調スキームなどを示していてもよい(またはこれらと関連していてもよい)。送信モードの例示的セットは以下表2に示されている。各並列チャネルについて、データレートはデータレートコントロールによって示され、符号化スキームは符号化コントロールによって示され、変調スキームは変調コントロールによって示されている。これらのコントロールはコントローラ130によって提供され、また、受信機150から得られたフィードバック情報、場合によっては送信機110によって得られた他の情報(例えばチャネル推定)を使用して並列チャネルごとに選択された送信モードに基づいて生成される。

【0015】

TXデータプロセッサ120は、その並列チャネルに対して選択された送信モードに従

って各データストリームを符号化、インタリーブ化および変調し、変調シンボルの対応するストリームを提供する。TXデータプロセッサ120は N_c 個のデータストリームに N_c 個の変調シンボルストリームを提供する。そして送信機ユニット(TMTX)122は、システムによって特定化されている方法で N_c 個の変調シンボルストリームを処理する。例えば、送信機ユニット122はOFDMシステムに対するOFDM処理、MIMOシステムに対する空間処理、または(OFDMを利用するMIMOシステムである)MIMO-OFDMシステムに対する空間およびOFDM処理の両方を実行可能である。パイロットはまた、チャネル推定、捕捉、周波数および時間同期、コヒーレント変調などの多数の機能を実行する際にアシスト受信機150に送信される。送信機ユニット122は並列チャネルごとにパイロットシンボルを変調シンボルで多重化し、多重化シンボルを処理し、データ送信に使用されるアンテナごとに変調信号を提供する。次いで各変調信号は第1の通信リンク148を介して受信機150に送信される。第1の通信リンク148は各変調信号を特定のチャネル応答によって歪め、さらに変調信号を、(1)分散 N_c を有する加法的白色ガウス雑音(AWGN)および(2)場合によっては他の送信機からの干渉によって劣化させる。

【0016】

受信機150において、(複数の)送信信号は1つ以上の受信アンテナによって受信され、各アンテナからの受信信号は受信機ユニット(RCV)160に提供される。受信機ユニット160は各受信信号を調整およびデジタル化し、対応するサンプルストリームを提供する。受信機ユニット160はさらに、送信機ユニット122によって実行されたのと相補的な方法でサンプルを処理し、「回復」シンボルの N_c 個のストリームを提供し、これらは送信機110によって送られた変調シンボルの N_c 個のストリームの推定である。

【0017】

次いで受信機(RX)データプロセッサ162は、 N_c 個の回復シンボルストリームを、 N_c 個の並列チャネルに対して選択された N_c 個の送信モードに従って処理し、 N_c 個の復号化データストリームを取得するが、これらは送信機110によって送られた N_c 個のデータストリームの推定である。RXデータプロセッサ162による処理は変調、デインタリーブ化および復号化を含んでいてもよい。RXデータプロセッサ162はさらに、復号化データストリームごとに各受信データパケットのステータスおよび/またはデコードメトリクスを提供可能である。

【0018】

受信機ユニット160はまた N_c 個の並列チャネルに対する受信パイロットシンボルをチャネル推定器164に提供する。チャネル推定器164はこれらの受信パイロットシンボルを処理し、 N_c 個の並列チャネルのチャネル推定を得る。チャネル推定は、例えばチャネル利得推定および雑音分散 N_0 推定などを含んでいてもよい。受信機150で観察される雑音フロアである雑音分散 N_0 は、チャネル雑音、受信機回路雑音、および他の送信エンティティからの干渉(すなわちクロストーク)などを含んでいる。

【0019】

送信モード(TM)選択器166は、チャネル推定器164からのチャネル推定と、場合によってはRXデータプロセッサ162からのパケットステータスおよび/またはデコードメトリクスとを受信する。送信モード選択器166は、該並列チャネルのチャネル推定およびSNRオフセットに基づいて N_c 個の並列チャネルの各々の動作SNRを計算する。次いで送信モード選択器166は、並列チャネルの動作SNRと外部ループ情報とに基づいて並列チャネルごとに適切な送信モードを選択する。送信モード選択について以下詳細に説明する。

【0020】

コントローラ170は、 N_c 個の選択送信モードTM1からTM N_c を送信モード選択器166から、パケットステータスをRXデータプロセッサ162(図示せず)から受信する。次いでコントローラ170はフィードバック情報を送信機110にアセンブリング

する。フィードバック情報は、 N_c 個の並列チャネルに対する N_c 個の選択送信モード、受信データパケットに対する肯定確認応答 (ACK) および／または否定確認応答 (NAK)、パイロット、および／または他の情報を含んでもよい。次いでフィードバック情報は第2の通信リンク 152 を介して送信機 110 に送られる。送信機 110 はフィードバック情報を使用して、受信機 150 に送られた N_c 個のデータストリームの処理を調整する。例えば、送信機 110 は、 N_c 個の並列チャネルで受信機 150 に送られた N_c 個のデータストリームの各々についてのデータレート、符号化スキーム、変調スキーム、またはこれらの組み合わせについて調整可能である。フィードバック情報を使用して、データを第1の通信リンク 148 によってサポートされている既知の設定で送信可能にすることによって、システムの効率を増大させる。

【0021】

図1に示されている実施形態において、チャネル推定および送信モード選択は受信機 150 によって実行されており、 N_c 個の並列チャネルに対して選択された N_c 個の送信モードは送信機 110 に送り返される。他の実施形態において、チャネル推定および送信モード選択は、(1) 受信機 150 から得られたフィードバック情報および／または送信機 110 によって得られた他の情報に基づいて送信機 110 によって、あるいは(2) 送信機 110 と受信機 150 の双方によって実行されてもよい。

【0022】

図2は、外部ループ 220 と関連して動作する内部ループ 210 を含んでいる閉ループレートコントロール機構 200 の実施形態のブロック図を示している。簡潔にするために、ただ1つの並列チャネル x の内部ループ 210 および外部ループ 220 の動作を図2に示している。一般的に、 N_c 個の並列チャネルの各々について同じ処理が別個に実行可能である。

【0023】

内部ループ 210 について、チャネル推定器 164 x は並列チャネル x のチャネル条件を推定し、チャネル推定 (例えば、チャネル利得推定および雑音フロア推定) を提供する。送信モード選択器 166 x 内の選択器 174 は、(1) チャネル推定器 164 x からのチャネル推定と、(2) 品質推定器 172 からの並列チャネル x の SNR オフセットおよび／または送信モード調整とに基づいて、並列チャネル x の受信された SNR を計算する。明確にするために、受信 SNR は、チャネル推定器 164 x によって選択器 174 に提供されるものとして図2に象徴的に示されている。そして選択器 174 は、後述するように、受信情報に基づいて並列チャネル x の送信モードを選択する。並列チャネル x の選択送信モードは、コントローラ 170 によって送信機に送られたフィードバック情報に含まれている。送信機において、コントローラ 130 は並列チャネル x の選択送信モードを受信し、並列チャネル x のデータレート、符号化および変調コントロールを判断する。次いでデータは TX データプロセッサ 120 x によってこれらのコントロールに従って処理され、さらにパイロットシンボルによって多重化され、かつ送信機ユニット 122 x によって調整され、受信機に送信される。チャネル推定および送信モード選択は、必要な場合のみ (例えば、データ送信前およびデータ送信中)、あるいは常時、通信リンクの変化が検出されるたびに、予定の時刻に定期的に実行可能である。

【0024】

外部ループ 220 は並列チャネル x で受信されたデータ送信の品質を推定し、並列チャネル x の内部ループ 210 の動作を調整する。並列チャネル x の受信データシンボルは RX データプロセッサ 162 x によって処理され、並列チャネル x の各受信パケットのステータスおよび／またはデコードメトリクスは品質推定器 172 に提供される。デコードメトリクスは、再符号化シンボルエラーレート (SER)、再符号化電力メトリクス、(畳込みデコードに対する) 修正 Yamamoto メトリクス、および (ターボデコードに対する) 復号化パケットのビットの最小または平均対数ゆう度比 (average log-likelihood ratio) (LLR) などを含んでもよい。再符号化 SER は、受信機ユニット 160 からの受信シンボルと、RX データプロセッサ 162 からの復号化データを処理する (例え

ば、再符号化および再変調など）ことによって得られた再符号化シンボルとの間のエラーレートである。修正Yamamotoメトリクスは復号化データの信頼性を示しており、畳込み復号化のトレリス(trellis)を介する選択（最良）パスと、トレリスを介する次の最も近いパスとの差異に基づいて得られる。最小または平均LLRはまた、復号化データの信頼性を示すために使用されてもよい。並列チャンネルxで受信されたデータ送信の品質を示すこれらのデコードメトリクスは当業界において既知である。

【0025】

外部ループ220は、内部ループ210の動作をコントロールするために使用される様々なタイプの情報を提供することができる。例えば、外部ループ220は並列チャンネルごとにSNRオフセットを提供可能である。SNRオフセットは、後述のように、並列チャンネルの動作SNRの計算に使用される。そして動作SNRはルックアップテーブル(LUT)176に提供されて、並列チャンネルの送信モードを選択するために使用される。従って、SNRオフセットは送信モードの選択に影響を与える。外部ループ220もまた並列チャンネルごとに送信モード調整を提供可能である。この調整によって、内部ループ210は、より低いデータレートを有する送信モードを並列チャンネルに対して選択することができる。送信モード調整は送信モードの選択に直接に影響を与える。SNRオフセットおよび送信モード調整は、内部ループ210の動作をコントロールするための2つの機構である。外部ループ220はまた、内部ループ210に他のタイプの調整を提供するように設計可能である。簡潔にするために、SNRオフセットおよび送信モード調整のみを以下に説明する。外部ループ220は種々の方法でSNRオフセットおよび／または送信モードを調整可能であり、これらの方法の一部を以下に説明する。

【0026】

第1の実施形態において、並列チャンネルごとのSNRオフセットおよび／または送信モードは、該並列チャンネルで受信されたデータストリームに対して検出されたパケットエラーに基づいて調整される。データストリームは、パケット、ブロック、フレームまたは他のデータ単位で送信可能である。（簡潔にするために、ここではパケットをデータ単位として使用する。）各パケットは、パケットが正しく復号化されたか誤って復号化されたかを受信機が判断可能にするエラー検出コード（例えば、巡回冗長チェック(CRC)コード）によって符号化することができる。各並列チャンネルは特定の目標パケットエラーレート(PER)（例えば1%PER）と関連していてもよい。品質推定器172は並列チャンネルxの各受信パケットのステータスおよび目標PERを受信し、それに応じて並列チャンネルxのSNRオフセットを調整する。例えば、並列チャンネルxのSNRオフセットは、並列チャンネルxでのデータ送信の開始時にゼロに初期化されてもよい。SNRオフセットはその後良好なパケットごとに Δ DN分だけ減少し、不良パケットごとに Δ UP分だけ増加してもよく、 Δ DNおよび Δ UPは、目標PERと、外部ループの所望応答時間とに基づいて選択可能である。SNRオフセットは一般的に正またはゼロであるが、（例えば、受信SNRの高い初期推定を説明するために）負の値も許容可能である。選択的または追加的に、品質推定器172は、例えばパケットエラーのバーストが並列チャンネルxで検出されると、並列チャンネルxの送信モードを次に低いデータレートに調整する指示を出すことができる。品質推定器172からのSNRオフセットおよび／または送信モード調整は選択器174によって使用され、並列チャンネルxの送信モードを選択する。

【0027】

第2の実施形態において、並列チャンネルごとのSNRオフセットおよび／または送信モードは、該並列チャンネルのデコードメトリクスに基づいて調整される。並列チャンネルごとのデコードメトリクスを使用して、該並列チャンネルで受信されたデータ送信の品質を推定することができる。所与の並列チャンネルの特定のデコードメトリクスが該メトリクスに対して選択されたしきい値よりも悪い場合、該並列チャンネルのSNRオフセットおよび／または送信モードはそれに応じて調整することができる。

【0028】

第3の実施形態において、並列チャンネルごとのSNRオフセットおよび／または送信モ

ードは、該並列チャネルの受信SNRおよび必要SNRに基づいて調整される。並列チャネルごとの受信SNRは、該並列チャネルの受信パイロットシンボルに基づいて判断可能である。システムは、（例えば、表2に示されているような）1セットの送信モードをサポート可能であり、各サポートされている送信モードは、目標PERを達成するために別の最小SNRを必要とする。品質推定器172は並列チャネルxごとにSNRマージンを判断することができ、これは並列チャネルxの受信SNRと必要SNRとの差異である。並列チャネルxのSNRマージンが負である場合、並列チャネルxの送信モードは次に低いデータレートに調整されてもよい。

【0029】

第3の実施形態はまた、パケットが複数の並列チャネルに渡って逆多重化および送信される設計に用いられてもよい。パケットが誤って受信された場合、いずれの1つまたは複数の並列チャネルがパケットの誤受信を引き起こしたかを（受信パケットからのみ）判断することは可能ではない。いずれの情報も使用できない場合、全 N_C 個の並列チャネルの N_C 個のSNRオフセットおよび／または N_C 個の送信モードを調整する必要がある、例えば次に低いデータレートが並列チャネルごとに使用されることになる。これは、全データレートの過度の減少量をもたらしうる。しかしながら、第3の実施形態を用いて、最小SNRマージンを有する並列チャネルがパケットエラーを引き起こしたと仮定することができ、この並列チャネルの送信モードは次に低いデータレートに調整可能である。

【0030】

外部ループはまた、他の方法で内部ループの動作を調整することができ、これは本発明の範囲内である。一般的に外部ループは、内部ループのレートより速くても遅くてもよいレートで動作する。例えば、外部ループによるSNRオフセットの調整は多数の受信パケットに依存していてもよい。外部ループはまた、規則的に予定されている内部ループの計算の途中でデータレートを調整することができる。従って、その特定の設計および動作方法によって、外部ループは一般的に、より長いデータ送信のために内部ループの動作により多くの影響を及ぼす。バースト送信について、外部ループは、内部ループの動作にそれほど多くは、またはほとんど影響を及ぼさないであろう。

【0031】

図3は、閉ループレートコントロールによって選択された N_C 個の送信モードを使用して N_C 個の並列チャネルで N_C 個のデータストリームを送信するプロセス300のフロー図を示している。プロセス300は、図1および2に示されているように実現可能である。最初に、受信機が N_C 個の並列チャネルのチャネル利得と雑音フロア N_0 とを推定する（ステップ312）。次いで受信機は、 N_C 個の並列チャネルの各々の送信モードを、該並列チャネルのチャネル利得推定、雑音フロア推定および（もしあれば）外部ループ情報に基づいて選択する（ステップ314）。外部ループ情報は、 N_C 個の並列チャネルの各々のSNRオフセットおよび／または送信モード調整を含んでいてもよい。送信モード選択については以下に説明する。受信機は、 N_C 個の並列チャネルの N_C 個の選択送信モードをフィードバック情報として送信機に送る（ステップ316）。

【0032】

送信機は（受信機から得られた） N_C 個の選択送信モードに従って N_C 個のデータストリームを符号化および変調し、 N_C 個の変調シンボルストリームを提供する（ステップ322）。次いで送信機は N_C 個の並列チャネルで N_C 個の変調シンボルストリームを処理し、受信機に送信する（ステップ324）。

【0033】

受信機は、 N_C 個の並列チャネルで受信された送信機からのデータ送信を処理し、 N_C 個の回復シンボルストリームを得る（ステップ332）。受信機はさらに、 N_C 個の選択送信モードに従って N_C 個の回復シンボルストリームを処理し、 N_C 個の復号化データストリームを得る（ステップ334）。受信機はまた、例えばパケットステータス、デコーダメトリクスおよび受信SNRなどに基づいて N_C 個の並列チャネルの各々で受信されたデータ送信の品質を推定する（ステップ336）。次いで受信機は、 N_C 個の並列チャネ

ルの各々に、該並列チャネルで受信されたデータ送信の推定品質に基づいて外部ループ情報を提供する（ステップ338）。図3において、ステップ312から324は内部ループの一部とみなされてもよく、またステップ332から338は外部ループの一部とみなされてもよい。

【0034】

図4は、外部ループに対して実行可能なプロセス400のフロー図を示している。 N_C 個の並列チャネルの各々で受信されたデータパケットのステータスが得られ、該並列チャネルのSNRオフセットおよび／または送信モードを調整するために使用される（ステップ412）。 N_C 個の並列チャネルの各々のデコードメトリクスもまた得られ、該並列チャネルのSNRオフセットおよび／または送信モードを調整するために使用可能である（ステップ414）。 N_C 個の並列チャネルの各々の受信SNRもまた並列チャネルごとに得られ、該並列チャネルのSNRマージンを計算するために使用可能である。 N_C 個の並列チャネルのSNRマージンは、パケットエラーが検出された場合には、並列チャネルの送信モードを調整するために使用されてもよい（ステップ416）。外部ループは、その特定の設計によって、図4に示されているステップのうちの1つまたはこれらの組み合わせを実現することができる。

【0035】

ここに説明されている閉ループレートコントロール技術を、データ送信に使用可能な複数の並列チャネルを有する種々のタイプのマルチチャネル通信システムに使用することができる。例えば、これらの技術は、TDMシステム、FDMシステム、OFDM系システム、MIMOシステムおよびOFDMを利用するMIMOシステム（すなわちMIMO-OFDMシステム）などに使用可能である。

【0036】

TDMシステムはデータをフレーム単位で送信可能であり、その各々は特定の時間分である。各フレームは、異なるスロットインデックスが割り当て可能な複数の（ N_{TS} 個の）スロットを含んでいてもよい。 N_C 個の並列チャネルは各フレームにおける N_{TS} 個のスロットによって形成可能であり、この場合 $N_C \leq N_{TS}$ である。 N_C 個の並列チャネルの各々は1つ以上のスロットを含んでいてもよい。 N_C 個のチャネルは、たとえ同時に送信されなくても、「並列」であるとみなされる。

【0037】

FDMシステムは、任意に間隔を空けることができる（ N_{SB} 個の）周波数サブバンド単位でデータを送信可能である。 N_C 個の並列チャネルは N_{SB} 個のサブバンドによって形成可能であり、この場合 $N_C \leq N_{SB}$ である。 N_C 個の並列チャネルの各々は1つ以上のサブバンドを含んでいてもよい。

【0038】

OFDMシステムはOFDMを使用して、全システム帯域を複数の（ N_F 個の）直交サブバンドに効果的に分割し、これはまた、トーン、バイン(bins)および周波数チャネルと称されることもある。各サブバンドは、データによって変調可能なそれぞれのキャリアと関連している。 N_C 個の並列チャネルは N_F 個のサブバンドによって形成可能であり、この場合 $N_C \leq N_F$ である。 N_C 個の並列チャネルは、1つ以上のサブバンドの N_C 個のディスジョイントセットによって形成されている。 N_C 個のセットは、仮にあったとしても N_F 個のサブバンドの各々がただ1個のセット（従って1個の並列チャネル）に割り当てられている点においてディスジョイントである。OFDMシステムはFDMシステムの特種タイプとみなすことができる。

【0039】

MIMOシステムは、複数の（ N_T 個の）送信アンテナと複数の（ N_R 個の）受信アンテナをデータ送信に用い、（ N_T, N_R ）システムと示されている。 N_T 個の送信アンテナおよび N_R 個の受信アンテナによって形成されているMIMOチャネルは、データ送信に使用可能な N_S 個の空間チャネルからなり、この場合 $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$ である。空間チャネル数は、 N_T 個の送信アンテナと N_R 個の受信アンテナ間の応答を記述す

るチャネル応答行列 \mathbf{H} によって決定される。簡潔にするために、以下の説明では、チャネル応答行列 \mathbf{H} はフルランクであるとする。この場合、空間チャネル数は $N_S = N_T \leq N_R$ と表される。 N_C 個の並列チャネルは N_S 個の空間チャネルによって形成可能であり、この場合 $N_C \leq N_S$ である。 N_C 個の並列チャネルの各々は1つ以上の空間チャネルを含んでいてもよい。

【0040】

MIMO-OFDMシステムは、 N_F 個のサブバンドの各々につき N_S 個の空間チャネルを有している。 N_C 個の並列チャネルは、 N_F 個のサブバンドの各々の N_S 個の空間チャネルによって形成可能であり、この場合 $N_C \leq N_F \cdot N_S$ である。 N_C 個の並列チャネルの各々は1つ以上のサブバンドの1つ以上の空間チャネル（すなわち空間チャネルとサブバンドの組み合わせ）を含んでいてもよい。MIMOおよびMIMO-OFDMシステムについて、 N_C 個の並列チャネルはまた N_T 個の送信アンテナによって形成可能であり、この場合 $N_C \leq N_T$ である。 N_C 個の並列チャネルの各々は、データ送信用の1つ以上の送信アンテナに関連していてもよい。

【0041】

MIMOおよびMIMO-OFDMシステムについて、データを種々の方法で N_S 個の空間チャネルで送信することができる。部分チャネル状態情報（部分CSI）のMIMOシステムについて、データは、送信機における空間処理ではなく、受信機における空間処理によって N_S 個の空間チャネルで送信される。完全CSIのMIMOシステムについては、データは、送信機と受信機双方での空間処理によって N_S 個の空間チャネルで送信される。完全CSIのMIMOシステムについては、固有値分解や特異値分解をチャネル応答行列 \mathbf{H} に実行して、MIMOチャネルの N_S 個の「固有モード」を得ることができる。データは、直交空間チャネルである N_S 個の固有モードで送信される。

【0042】

ここで使用されている閉ループプレートコントロールは、周波数分割複信(frequency division duplex) (FDD) システムならびに時分割複信(TDD) システムにも使用可能である。TDDシステムについては、ダウンリンクとアップリンクは同一の周波数バンドを共有し、類似のフェージングおよびマルチパス効果を観察することがある。従って、リンクごとのチャネル応答は、該リンクまたは他のリンクのいずれかで受信されるパイロットに基づいて推定可能である。FDDシステムについては、ダウンリンクとアップリンクは異なる周波数バンドを使用しており、異なるフェージングおよびマルチパス効果を観察することがある。リンクごとのチャネル応答は、該リンクで受信されたパイロットに基づいて推定可能である。

【0043】

閉ループプレートコントロール技術は部分CSI MIMOシステムおよび完全CSI MIMOシステムの双方に使用可能である。これらの技術はまたアップリンクならびにダウンリンクにも使用可能である。

【0044】

次に、閉ループプレートコントロール技術を、完全CSI TDD MIMO-OFDMシステムである例示的マルチチャネル通信システムについてより詳細に説明する。簡潔にするために、以下の説明において、用語「固有モード」および「広帯域固有モード」を、例えば不完全なチャネル推定ゆえに、たとえ完全に成功でなかったとしても、空間チャネルを直交化しようとする場合について示すのに使用する。

【0045】

I. TDD MIMO-OFDMシステム

図5は、多数のユーザ端末(UT) 520の通信をサポートする多数のアクセスポイント(AP) 510を有する例示的TDD MIMO-OFDMシステム500を示している。簡潔にするために、2つのアクセスポイント510aおよび510bのみを図5に示している。アクセスポイントはまた、基地局、ベーストランシーバシステム、ノードBまたは他の用語で称されてもよい。ユーザ端末は固定でもモバイルでもよく、これもまた、

アクセス端末、移動局、ユーザ機器（UE）、無線装置または他の用語で称されてもよい。各ユーザ端末は、所与の時点でダウンリンクおよび／またはアップリンクの1つ、場合によっては複数のアクセスポイントと通信することができる。システムコントローラ530はアクセスポイント510に接続しており、これらのアクセスポイントの調整およびコントロールを提供する。

【0046】

図6は、TDD MIMO-OFDMシステム500で使用可能な例示的フレーム構造600を示している。データ送信はTDDフレーム単位で生じ、その各々は特定の時間分（例えば2ミリ秒）に及ぶ。各TDDフレームはダウンリンク位相とアップリンク位相とに分割され、各位相はさらに、複数のトランスポートチャネルの複数のセグメントに分割される。図6に示されている実施形態において、ダウンリンクトランスポートチャネルは、ブロードキャストチャネル（BCH）、フォワードコントロールチャネル（FCCH）およびフォワードチャネル（FCH）を含んでおり、アップリンクトランスポートチャネルはリバースチャネル（RCH）およびランダムアクセスチャネル（RACH）を含んでいる。

【0047】

ダウンリンク位相において、BCHセグメント610を使用して1つのBCHプロトコルデータユニット（PDU）612を送信するが、これは標識パイロット614、MIMOパイロット616およびBCHメッセージ618を含んでいる。標識パイロットは全アンテナから送信されるパイロットであり、タイミングおよび周波数捕捉に使用される。MIMOパイロットは全アンテナから送信されるパイロットであるが、ユーザ端末がアンテナを個々に識別できるようにアンテナごとに異なる直交コードを有している。MIMOパイロットはチャネル推定に使用される。BCHメッセージはシステムパラメータをユーザ端末に伝える。FCCHセグメント620を使用して1つのFCCH PDUを送信するが、これはダウンリンクおよびアップリンクリソースの割当て（例えば、ダウンリンクおよびアップリンクの選択送信モード）と、ユーザ端末のシグナリングとを伝える。FCHセグメント630を使用してダウンリンクで1つ以上のFCH PDU632を送信する。様々なタイプのFCH PDUが定義可能である。例えば、FCH PDU632aはステアード基準（steered reference）634aとデータパケット636aとを含んでおり、FCH PDU632bはデータパケット636bのみを含んでいる。ステアード基準は（後述の）特定の広帯域固有モードで送信されるパイロットであり、チャネル推定に使用される。

【0048】

アップリンク位相においては、RCHセグメント640を使用してアップリンクで1つ以上のRCH PDU642を送信する。様々なタイプのRCH PDUもまた定義可能である。例えば、RCH PDU642aはデータパケット646aのみを含んでおり、RCH PDU642bはステアード基準644bとデータパケット646bとを含んでいる。RACHセグメント650をユーザ端末が使用して、システムにアクセスし、アップリンクでショートメッセージを送る。RACH PDU652はRACHセグメント650で送信可能であり、パイロット（例えばステアード基準）654とメッセージ656とを含んでいる。

【0049】

図6は、TDDシステムの例示的フレーム構造を示している。他のフレーム構造もまた使用可能であり、これは本発明の範囲内である。

【0050】

1. 空間処理

MIMO-OFDMシステムについて、アクセスポイントとユーザ端末間のチャネル応答は、 $k \in K$ となるような1セットのチャネル応答行列 $H(k)$ によって特徴づけられてもよく、この場合 K は全注目サブバンドのセット（例えば $K = \{1, \dots, N_F\}$ ）を表している。共有周波数バンドを有するTDD MIMO-OFDMシステムについては、

ダウンリンクおよびアップリンクのチャネル応答は相反関係にあるとしてもよい。すなわち、 $\underline{H}(k)$ が、サブバンド k のアンテナアレー A からアンテナアレー B へのチャネル応答行列を示している場合、相反チャネルは、アレー B からアレー A への接続が $\underline{H}^T(k)$ (ここで \underline{A}^T は \underline{A} の転置である) によって与えられることを示唆している。

【0051】

しかしながら、アクセスポイントにおける送信および受信連鎖の周波数応答は一般的に、ユーザ端末における送信および受信連鎖の周波数応答と異なる。周波数応答の差異を説明するために使用する補正行列を得るために校正を実行してもよい。これらの補正行列によって、ユーザ端末に見られる「校正済み」ダウンリンクチャネル応答 $\underline{H}_{c\ d\ n}(k)$ は、アクセスポイントに見られる「校正済み」アップリンクチャネル応答 $\underline{H}_{c\ u\ p}(k)$ の転置であり、すなわち $k \in K$ となるような $\underline{H}_{c\ d\ n}(k) = \underline{H}_{c\ u\ p}^T(k)$ である。簡潔にするために、以下の説明では、ダウンリンクおよびアップリンクのチャネル応答は校正済みであり相反関係にあるとする。

【0052】

ダウンリンクにおいて、MIMOパイロットは(例えばBCHセグメント610における)アクセスポイントによって送信され、ユーザ端末によって使用されて $k \in K$ となるような校正済みダウンリンクチャネル応答 $\underline{H}_{c\ d\ n}^{\wedge}(k)$ の推定を得ることができる。ユーザ端末は、校正済みアップリンクチャネル応答を $\underline{H}_{c\ u\ p}^{\wedge}(k) = \underline{H}_{c\ d\ n}^{\wedge T}(k)$ と推定可能である。ユーザ端末はサブバンド k ごとに $\underline{H}_{c\ u\ p}^{\wedge}(k)$ の特異値分解を以下のように実行可能である。

【数1】

$$\underline{\hat{H}}_{c\ u\ p}(k) = \underline{\hat{U}}_{a\ p}(k) \underline{\hat{\Sigma}}(k) \underline{\hat{V}}_{u\ t}^H(k), \text{ for } k \in K$$

【0053】

ここで、 $\underline{U}_{a\ p}^{\wedge}(k)$ は、 $\underline{H}_{c\ u\ p}^{\wedge}(k)$ の左固有ベクトルの $(N_{a\ p} \times N_{a\ p})$ ユニタリ行列であり、 $\underline{\Sigma}^{\wedge}(k)$ は、 $\underline{H}_{c\ u\ p}^{\wedge}(k)$ の特異値の $(N_{a\ p} \times N_{u\ t})$ 対角行列であり、 $\underline{V}_{u\ t}^{\wedge}(k)$ は、 $\underline{H}_{c\ u\ p}^{\wedge}(k)$ の右固有ベクトルの $(N_{u\ t} \times N_{u\ t})$ ユニタリ行列であり、 \underline{A}^H は、 \underline{A} の共役転置であり、 $N_{a\ p}$ は、アクセスポイントのアンテナ数であり、 $N_{u\ t}$ は、ユーザ端末のアンテナ数である。

【0054】

同様に、 $\underline{H}_{c\ d\ n}^{\wedge}(k)$ の特異値分解は以下のように表すことができる。

【数2】

$$\underline{\hat{H}}_{c\ d\ n}(k) = \underline{\hat{V}}_{u\ t}^{\wedge}(k) \underline{\hat{\Sigma}}(k) \underline{\hat{U}}_{a\ p}^T(k), \text{ for } k \in K$$

【0055】

ここで、 $\underline{V}_{u\ t}^{\wedge*}(k)$ および $\underline{U}_{a\ p}^{\wedge*}(k)$ はそれぞれ、 $\underline{H}_{c\ d\ n}^{\wedge}(k)$ の左固有ベクトルおよび右固有ベクトルのユニタリ行列であり、「 $*$ 」は複素共役を示している。特異値分解は、「線形代数およびその応用 (Linear Algebra and Its Applications)」第2版 (アカデミックプレス (Academic Press)、1980年) において、Gilbert Strangによって説明されている。

【0056】

数式 (1) および (2) に示されているように、一方のリンクの左および右固有ベクトルの行列はそれぞれ、他方のリンクの右および左固有ベクトルの行列の複素共役である。行列 $\underline{U}_{a\ p}^{\wedge}(k)$ および $\underline{V}_{u\ t}^{\wedge}(k)$ は、空間処理のためにアクセスポイントおよびユーザ端末によってそれぞれ使用可能であり、その下付き文字によってそのことが示されている。行列 $\underline{\Sigma}^{\wedge}(k)$ は、サブバンド k ごとにチャネル応答行列 $\underline{H}(k)$ の空間チャネル (または固有モード) の利得を表す特異値推定を含んでいる。

【0057】

特異値分解をサブバンド k ごとのチャネル応答行列 $\hat{H}_{c,up}(k)$ に対して個別に実行して、該サブバンドの N_S 個の固有モードを判断することができる。対角行列 $\hat{\Sigma}(k)$ ごとの特異値推定は、 $\{\sigma^{\wedge}_1(k) \geq \sigma^{\wedge}_2(k) \geq \dots \geq \sigma^{\wedge}_{N_S}(k)\}$ となるように配列することができ、この場合サブバンド k について $\sigma^{\wedge}_1(k)$ は最大特異値推定であり、 $\sigma^{\wedge}_{N_S}(k)$ は最小特異値推定である。対角行列 $\hat{\Sigma}(k)$ ごとの特異値推定が配列されると、関連行列 $\hat{U}(k)$ および $\hat{V}(k)$ の固有ベクトル(すなわち列)もまたこれに応じて配列される。「広帯域固有モード」は配列後に全サブバンドの同一配列の固有モードのセットとして定義可能である。従って、 m 番目の広帯域固有モードは全サブバンドの m 番目の固有モードを含んでいる。「主要」広帯域固有モードは、サブバンドの各々について、行列 $\hat{\Sigma}(k)$ の最大特異値推定と関連するものである。 N_S 個の並列チャネルは N_S 個の広帯域固有モードによって形成可能である。

【0058】

ユーザ端末は、(例えば図6のRCHセグメント640やRACHセグメント650において)アップリンクステアード基準を送信することができる。広帯域固有モード m のアップリンクステアード基準は以下のように表すことができる。

【数3】

$$\underline{x}_{up, sr, m}(k) = \hat{y}_{ut, m}(k)p(k), \text{ for } k \in K$$

【0059】

ここで、 $\underline{x}_{up, sr, m}(k)$ は、ステアード基準の広帯域固有モード m のサブバンド k の N_{ut} 個のユーザ端末アンテナから送られた N_{ut} 個のシンボルのベクトルであり、 $\hat{v}_{ut, m}(k)$ は、サブバンド k の行列 $\hat{V}_{ut}(k)$ の m 番目の列であり、この場合 $\hat{V}_{ut}(k) = [\hat{v}_{ut, 1}(k) \hat{v}_{ut, 2}(k) \dots \hat{v}_{ut, N_{ut}}(k)]$ であり、 $p(k)$ はサブバンド k で送られたパイロットシンボルである。

【0060】

全 N_S 個の広帯域固有モードのステアード基準は、 N_S 個のOFDMシンボル周期で、またはサブバンド多重化を使用する N_S 個のOFDMシンボル周期よりも少数の周期で送信することができる。広帯域固有モードごとのステアード基準はまた複数のOFDMシンボル周期で送信可能である。

【0061】

アクセスポイントでの受信アップリンクステアード基準は以下のように表すことができる。

【数4】

$$\begin{aligned} \underline{r}_{up, sr, m}(k) &= \underline{H}_{cup}(k) \hat{y}_{ut, m}(k)p(k) + \underline{n}_{up}(k) \\ &\approx \hat{\underline{u}}_{ap, m}(k) \hat{\sigma}_m(k)p(k) + \underline{n}_{up}(k) \end{aligned}, \text{ for } k \in K$$

【0062】

ここで、 $\underline{r}_{up, sr, m}(k)$ は、ステアード基準の広帯域固有モード m のサブバンド k の N_{ap} 個のアクセスポイントアンテナで受信された N_{ap} 個のシンボルのベクトルであり、 $\hat{u}_{ap, m}(k)$ は、サブバンド k の行列 $\hat{U}_{ap}(k)$ の m 番目の列であり、この場合 $\hat{U}_{ap}(k) = [\hat{u}_{ap, 1}(k) \hat{u}_{ap, 2}(k) \dots \hat{u}_{ap, N_{ap}}(k)]$ であり、 $\hat{\sigma}_m(k)$ は広帯域固有モード m のサブバンド k の特異値推定、すなわち行列 $\hat{\Sigma}(k)$ の m 番目の対角要素であり、 $\underline{n}_{up}(k)$ は、アップリンクのサブバンド k の加法性白色ガウス雑音(AWGN)である。

【0063】

数式(4)に示されているように、アクセスポイントにおいて、(雑音のない)受信ス

テアド基準はほぼ $\underline{u}_{a,p,m}^{\wedge}(k) \sigma_m^{\wedge}(k) p(k)$ である。従ってアクセスポイントは、該サブバンドの受信ステアド基準に基づいて、サブバンド k ごとに $\underline{u}_{a,p,m}^{\wedge}(k)$ および $\sigma_m^{\wedge}(k)$ の双方の推定を得ることができる。広帯域固有モード m のサブバンド k の $\sigma_m^{\wedge}(k)$ の推定 $\hat{\sigma}_m(k)$ は以下のように表すことができる。

【数5】

$$\hat{\sigma}_m(k) = \|\underline{r}_{up, sr, m}(k)\|^2 = \sum_{i=1}^{N_{ap}} |r_{up, sr, m, i}(k)|^2, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M$$

【0064】

ここで、 $\|\underline{a}\|$ は \underline{a} の2ノルムであり、 $r_{up, sr, m, i}(k)$ はベクトル $\underline{r}_{up, sr, m}(k)$ の i 番目の要素であり、 M は全注目広帯域固有モードのセットを表しており、例えば $M = \{1, \dots, N_S\}$ である。

【0065】

広帯域固有モード m のサブバンド k の $\underline{u}_{a,p,m}^{\wedge}(k)$ の推定 $\hat{\underline{u}}_{a,p,m}(k)$ は以下のように表すことができる。

【数6】

$$\hat{\underline{u}}_{a,p,m}(k) = \underline{r}_{up, sr, m}(k) / \hat{\sigma}_m(k), \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M$$

【0066】

$\hat{\underline{u}}_{a,p,m}(k)$ および $\hat{\sigma}_m(k)$ の二重ハットは、これらは推定の推定、すなわちユーザ端末によって得られる推定 $\underline{u}_{a,p,m}^{\wedge}(k)$ および $\sigma_m^{\wedge}(k)$ に対してアクセスポイントによって得られる推定であることを示している。広帯域固有モードごとのステアド基準が複数のOFDMシンボル周期で送信される場合、アクセスポイントは広帯域固有モードごとに受信ステアド基準を平均化し、より正確な推定 $\hat{\underline{u}}_{a,p,m}(k)$ および $\hat{\sigma}_m(k)$ を得ることができる。

【0067】

表1は、複数の広帯域固有モードでのデータ送信および受信についてアクセスポイントおよびユーザ端末での空間処理についてまとめている。

【表1】

	ダウンリンク	アップリンク
アクセスポイント	送信： $\underline{x}_{dn}(k) = \hat{\underline{U}}_{ap}(k) \underline{s}_{dn}(k)$	受信： $\hat{\underline{s}}_{up}(k) = \hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k) \hat{\underline{U}}_{ap}^H(k) \underline{r}_{up}(k)$
ユーザ端末	受信： $\hat{\underline{s}}_{dn}(k) = \hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k) \hat{\underline{Y}}_{ut}^T(k) \underline{r}_{dn}(k)$	送信： $\underline{x}_{up}(k) = \hat{\underline{Y}}_{ut}(k) \underline{s}_{up}(k)$

【0068】

表1において、 $\underline{s}(k)$ は(送信機でのシンボルマッピングから得られた)変調シンボルの「データ」ベクトルであり、 $\underline{x}(k)$ は(送信機での空間処理後に得られた)送信シンボルの「送信」ベクトルであり、 $\underline{r}(k)$ は(受信機でのOFDM処理後に得られた)受信シンボルの「受信」ベクトルであり、 $\hat{\underline{s}}(k)$ は(受信機での空間処理後に得られた)ベクトル $\underline{s}(k)$ の推定であり、この場合すべてのベクトルはサブバンド k に関するものである。これらのベクトルの下付き文字「dn」および「up」はそれぞれダウンリンクおよびアップリンクを示している。表1において、 $\hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k)$ は、 $\hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k) = \text{diag}(1/\sigma_1(k) \ 1/\sigma_2(k) \ \dots \ 1/\sigma_{N_S}(k))$ として定義される対

角行列である。

【0069】

ステアード基準はユーザ端末によって一度に1つの広帯域固有モードについて送信可能であり、直交基底（例えばウォルシュコード）を使用し複数の広帯域固有モードについて同時に送信可能である。広帯域固有モードごとのステアード基準をアクセスポイントで使用して、該広帯域固有モードの、 $k \in K$ となるような $\underline{u}_{a,p,m}^{\wedge}(k)$ を得ることができる。行列 $\underline{U}_{a,p}^{\wedge}(k)$ の N_S 個のベクトル $\underline{u}_{a,p,m}^{\wedge}(k)$ が各サブバンドの N_S 個の固有モードについて個々に（かつ異なるOFDMシンボル周期において）得られる場合、雑音および無線リンクの他の劣化原因によって、サブバンド k ごとの行列 $\underline{U}_{a,p}^{\wedge}(k)$ の N_S 個のベクトル $\underline{u}_{a,p,m}^{\wedge}(k)$ は相互に直交となる可能性はない。この場合、サブバンド k ごとの行列 $\underline{U}_{a,p}^{\wedge}(k)$ の N_S 個のベクトルは、QR因数分解、極分解または他の技術を使用して直交化することができる。

【0070】

アクセスポイントにおいて、広帯域固有モード m のサブバンド k の受信SNR推定 $\gamma_{a,p,m}(k)$ は以下のように表すことができる。

【数7】

$$\gamma_{a,p,m}(k) = \frac{P_{up,m}(k) \cdot \hat{\sigma}_m^2(k)}{N_{0,ap}}, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M$$

【0071】

ここで、 $P_{u,p,m}(k)$ は、アップリンクの広帯域固有モード m のサブバンド k に対してユーザ端末によって使用される送信電力であり、 $N_{0,a,p}$ はアクセスポイントでの雑音フロアである。

【0072】

ユーザ端末において、広帯域固有モード m のサブバンド k の受信SNR推定 $\gamma_{u,t,m}(k)$ は以下のように表すことができる。

【数8】

$$\gamma_{u,t,m}(k) = \frac{P_{dn,m}(k) \cdot \hat{\sigma}_m^2(k)}{N_{0,ut}}, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M$$

【0073】

ここで、 $P_{d,n,m}(k)$ は、ダウンリンクの広帯域固有モード m のサブバンド k に対してアクセス端末によって使用される送信電力であり、 $N_{0,u,t}$ はユーザ端末での雑音フロアである。

【0074】

数式(7)および(8)に示されているように、各広帯域固有モードのサブバンドごとの受信SNR、 $\gamma_m(k)$ は、 $(\hat{\sigma}_m(k))$ または $\sigma_m^{\wedge}(k)$ である)チャネル利得、受信雑音フロア N_0 、および送信電力 $P_m(k)$ に依拠している。受信SNRは様々なサブバンドおよび固有モードについて異なってもよい。

【0075】

図7は、例示的TDD MIMO-OFDMシステムにおけるダウンリンクおよびアップリンクの複数の広帯域固有モードで複数のデータストリームを送信するためのプロセス700のフロー図を示している。プロセス700は、校正は既に実行されており、かつダウンリンクおよびアップリンクのチャネル応答は相互の転置、すなわち $\underline{H}_{c,up}^{\wedge}(k) \sim \underline{H}_{c,dn}^{\wedge T}(k)$ であるとする。プロセス700について、チャネル推定はブロック710で実行され、送信モード選択はブロック730で実行され、データ送信/受信はブロック760で実行される。

【0076】

チャネル推定については、アクセスポイントはダウンリンクで（例えばBCHで）MIMOパイロットを送信する（ステップ712）。ユーザ端末はMIMOパイロットを受信および処理し、 $k \in K$ となるような校正済みダウンリンクチャネル応答の推定 $\hat{H}_{c,d,n}^*(k)$ を得る（ステップ714）。次いでユーザ端末は校正済みアップリンクチャネル応答を $\hat{H}_{c,u,p}^*(k) = \hat{H}_{c,d,n}^{*T}(k)$ と推定し、 $\hat{H}_{c,u,p}^*(k)$ の特定値分解（SVD）を実行して、数式（1）に示されているような、 $k \in K$ となるような行列 $\hat{\Sigma}^*(k)$ および $\hat{V}_{u,t}^*(k)$ を得る（ステップ716）。次いでユーザ端末は、数式（3）に示されているように、 $k \in K$ となるような行列 $\hat{V}_{u,t}^*(k)$ を使用して、（例えばRACHやRCHで）アップリンクステアード基準を送信する（ステップ718）。アクセスポイントはアップリンクステアード基準を受信および処理し、上述のように、 $k \in K$ となるような行列 $\hat{\Sigma}^*(k)$ および $\hat{U}_{a,p}^*(k)$ を得る（ステップ720）。

【0077】

ダウンリンクデータ送信については、ユーザ端末は、対角行列 $\hat{\Sigma}^*(k)$ 、ユーザ端末の雑音フロア $N_{0,u,t}$ 、ダウンリンクの外部ループ情報（例えば、ダウンリンクのSNRオフセットおよび／または送信モード調整）に基づいて、ダウンリンクの広帯域固有モードごとに（最高サポートデータレートを有する）送信モードを選択する（ステップ740）。送信モード選択については以下説明する。次いでユーザ端末はフィードバック情報を送り、これはダウンリンクに対してユーザ端末によって選択され N_S 個の送信モードを含んでおり、かつユーザ端末の雑音フロア $N_{0,u,t}$ をさらに含んでいてもよい（ステップ742）。（ステップ718で送信されたステアード基準はまたユーザ端末によって送られたフィードバック情報として見ることができる。）

アップリンクデータ送信については、アクセスポイントは、対角行列 $\hat{\Sigma}^*(k)$ 、アクセスポイントの雑音フロア $N_{0,a,p}$ 、およびアップリンク外部ループ情報（例えばアップリンクのSNRオフセットおよび／送信モード調整）に基づいて、アップリンクの N_S 個の広帯域固有モードの N_S 個の送信モードを選択する（ステップ750）。アクセスポイントはさらに、ユーザ端末から受信されたフィードバック情報に基づいて、ダウンリンクの N_S 個の広帯域固有モードの N_S 個の送信モードを選択する（ステップ752）。次いで、アクセスポイントは、（例えばFCH）でダウンリンクおよびアップリンクの双方に選択送信モードを送る（ステップ754）。ユーザ端末は両リンクの選択送信モードを受信する（ステップ765）。

【0078】

ダウンリンクデータ送信については、アクセスポイントは、（1）ダウンリンク広帯域固有モードごとのデータを、該広帯域固有モードについて選択された送信モードに従って符号化および変調し、（2）表1に示されているように、データベクトル $\underline{s}_{d,n}(k)$ を行列 $\hat{U}_{a,p}^{*H}(k)$ で空間処理し、 $k \in K$ となるような送信ベクトル $\underline{x}_{d,n}(k)$ を得、（3）ダウンリンクでベクトル $\underline{x}_{d,n}(k)$ を送信する（ステップ762）。ユーザ端末は、（1）ダウンリンク送信を受信し、（2）これもまた表1に示されているように、受信ベクトル $\underline{r}_{d,n}(k)$ を $\hat{\Sigma}^{*-1}(k) \hat{V}_{u,t}^{*T}(k)$ で整合フィルタリングし、 $k \in K$ となるようなベクトル $\hat{\underline{s}}_{d,n}(k)$ を得、（3）ダウンリンク広帯域固有モードごとに選択された送信モードに従って回復シンボルを復調および復号化する（ステップ764）。

【0079】

アップリンクデータ送信については、ユーザ端末は、（1）アップリンク広帯域固有モードごとに、該広帯域固有モードに対して選択された送信モードに従ってデータを符号化および変調し、（2）データベクトル $\underline{s}_{u,p}(k)$ を行列 $\hat{V}_{u,t}^*(k)$ で空間処理し、 $k \in K$ となるような送信ベクトル $\hat{\underline{x}}_{u,p}(k)$ を得、（3）ベクトル $\hat{\underline{x}}_{u,p}(k)$ をアップリンクで送信する（ステップ722）。アクセスポイントは、（1）アップリンク送信を受信し、（2）受信ベクトル $\underline{r}_{u,p}(k)$ を $\hat{\Sigma}^{*-1}(k) \hat{U}_{a,p}^{*H}(k)$ で整合フィルタリングして、ベクトル $\hat{\underline{s}}_{u,p}(k)$ を得、（3）アップリンク広帯域固有モードごとに選択された送信モードに従って回復シンボルを復調および復号化する（ステップ774）。

。簡潔にするために、外部ループによる閉ループ動作および送信モード調整は図7には示されていない。

【0080】

図7は、例示的TDD MIMO-OFDMシステムにおいてダウンリンクおよびアップリンクデータ送信に使用可能なプロセスの特定の実施形態を示している。他のプロセスもまた実行可能であるため、チャネル推定、送信モード選択および／またはデータ送信／受信は他の方法で実行可能である。

【0081】

2. 送信モード選択

図8は、 N_S 個の広帯域固有モードに対して N_S 個の送信モードを選択するためのプロセス800のフロー図を示している。プロセス800は図7のステップ740と750に使用可能である。まず、送信機においてデータ送信に使用可能な全送信電力 P_{total} が、電力分配スキームに基づいて N_S 個の広帯域固有モードに分配される（ステップ812）。次いで、各広帯域固有モードに割当てられている送信電力 P_m が、同一または異なる電力分配スキームに基づいて該広帯域固有モードの N_F 個のサブバンドに分配される（ステップ814）。 N_S 個の広帯域固有モードへの電力分配と、各広帯域固有モードの N_F 個のサブバンドへの電力分配は後述のように実行することができる。

【0082】

広帯域固有モードごとの動作SNR、 $\gamma_{o.p.m}$ が、（1）該広帯域固有モードのサブバンドの割当て送信電力 $P_m(k)$ およびチャネル利得 $\sigma_m(k)$ と、（2）受信機における雑音フロア N_0 と、（3）該広帯域固有モードのSNRオフセットとに基づいて計算される（ステップ816）。動作SNRの計算については後述する。次いで適切な送信モード q_m が、広帯域固有モードごとに、該広帯域固有モードの動作SNRとルックアップテーブルとに基づいて選択される（ステップ818）。広帯域固有モードごとの過剰電力が判断され、全広帯域固有モードの全過剰電力が1つ以上の広帯域固有モードに再分配されて性能を向上させる（ステップ820）。広帯域固有モードごとの送信モードは、外部ループ情報によって指示されれば、（例えば、次に低いデータレートに）調整されてもよい（ステップ822）。図8のステップの各々について以下詳細に説明する。

【0083】

A. 広帯域固有モードへの電力分配

図8のステップ812について、全送信電力 P_{total} は種々のスキームを使用して N_S 個の広帯域固有モードに分配可能である。これらの電力分配スキームの一部を以下に説明する。

【0084】

均一電力分配スキームにおいて、全送信電力 P_{total} は N_S 個の広帯域固有モードに均一に分配されて、これらすべてに等しい電力が割当てられる。各広帯域固有モード m に割当てられている送信電力 P_m は以下のように表すことができる。

【数9】

$$P_m = \frac{P_{total}}{N_S}, \text{ for } m \in M$$

【0085】

注水電力分配スキームにおいて、全送信電力 P_{total} は、「注水(water-filling)」または「給水(water pouring)」手順に基づいて N_S 個の広帯域固有モードに分配される。注水手順は全送信電力 P_{total} を N_S 個の広帯域固有モードに分配し、全スペクトル効率は最大化される。注水については、「情報理論および確実な通信 (Information Theory and Reliable Communication)」(John Wiley and Sons, 1968年)においてRobert G. Gallagerによって説明されている。 N_S 個の広

帯域固有モードの注水は種々の方法で実行可能であり、この一部を以下に説明する。

【0086】

第1の実施形態において、全送信電力 $P_{t \circ t a l}$ はまず、注水を使用して、かつ $k \in K$ および $m \in M$ となるような受信SNR、 $\gamma_m(k)$ に基づいて、 $N_S N_F$ 個のサブバンド／固有モードに分配される。受信SNR、 $\gamma_m(k)$ は、数式(7)および(8)に示されているように、 $N_S N_F$ 個のサブバンド／固有モードに均一に分配されている $P_{t \circ t a l}$ の仮定によって計算することができる。この電力分配の結果はサブバンド／固有モードごとの初期送信電力 $P'_m(k)$ である。次いで、各広帯域固有モードに割当てられている送信電力 P_m が、以下のように該広帯域固有モードの N_F 個のサブバンドに割当てられている初期送信電力 $P'_m(k)$ を加算することによって得られる。

【数10】

$$P_m = \sum_{k=1}^{N_F} P'_m(k) \quad , \text{ for } m \in M$$

【0087】

第2の実施形態において、全送信電力 $P_{t \circ t a l}$ は、 N_S 個の広帯域固有モードに対して、これらの広帯域固有モードについて計算された平均SNRに基づいて分配される。まず、平均SNR、 $\gamma_{avg, m}$ が、広帯域固有モード m ごとに、該広帯域固有モードの N_F 個のサブバンドの受信SNRに基づいて以下のように計算される。

【数11】

$$\gamma_{avg, m} = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \gamma_m(k)$$

【0088】

ここで、 $\gamma_m(k)$ は第1の実施形態について上述されているように計算される。次いで注水を実行して、全送信電力 $P_{t \circ t a l}$ を、 $m \in M$ となるような平均SNR、 $\gamma_{avg, m}$ に基づいて N_S 個の広帯域固有モードに分配する。

【0089】

第3の実施形態において、チャネル反転が広帯域固有モードごとに適用された後、全送信電力 $P_{t \circ t a l}$ は、 N_S 個の広帯域固有モードに、これらの広帯域固有モードの平均SNRに基づいて分配される。この実施形態について、全送信電力 $P_{t \circ t a l}$ はまず N_S 個の広帯域固有モードに均一に分配される。次いで、チャネル反転を広帯域固有モードごとに個別に(下記のように)実行し、該広帯域固有モードのサブチャネルごとに初期電力割当て $P_{\circ \circ m}(k)$ を判断する。チャネル反転後、受信SNRは各広帯域固有モードの全サブバンドにわたって同じである。そして、広帯域固有モードごとの平均SNRは、該広帯域固有モードのサブバンドうちの任意の1つの受信SNRと等しい。各広帯域固有モードの1つのサブバンドの受信SNR、 $\gamma_{\circ \circ m}(k)$ は、数式(7)または(8)に示されているように初期電力割当て $P_{\circ \circ m}(k)$ に基づいて判断することができる。次いで、全送信電力 $P_{t \circ t a l}$ が、注水を使用し、かつ $m \in M$ となるような平均SNR $\gamma_{\circ \circ avg, m}$ に基づいて N_S 個の広帯域固有モードに分配される。

【0090】

他のスキームもまた、全送信電力を N_S 個の広帯域固有モードに分配するために使用することができ、これは本発明の範囲内である。

【0091】

B. 各広帯域固有モードのサブバンドへの電力割当て

図8のステップ814について、各広帯域固有モードに割当てられている送信電力 P_m は、種々のスキームを使用して、該広帯域固有モードの N_F 個のサブバンドに分配可能である。これらの電力分配スキームの一部を以下に説明する。

【0092】

均一電力分配スキームにおいて、広帯域固有モードごとの送信電力 P_m は N_F 個のサブバンドに均一に分配され、これらすべてに等しい電力が割当てられる。各サブバンドに割当てられている送信電力 $P_m(k)$ は以下のように表すことができる。

【数12】

$$P_m(k) = \frac{P_m}{N_F}, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M$$

【0093】

均一電力分配スキームについて、各広帯域固有モードの N_F 個のサブバンドの受信SNRはサブバンドにわたって変化しやすい。

【0094】

チャネル反転スキームにおいて、広帯域固有モードごとの送信電力 P_m は N_F 個のサブバンドに非均一に分配されて、受信機において類似の受信SNRを達成する。以下の説明において、 $\sigma_m(k)$ は推定チャネル利得を示しており、これはダウンリンクの $\hat{\sigma}_m(k)$ とアップリンクの $\hat{\sigma}_m(k)$ とに等しい。チャネル反転スキームについて、正規化 b_m が以下のように、まず広帯域固有モードごとに計算される。

【数13】

$$b_m = \frac{1}{\sum_{k=1}^{N_F} [1/\sigma_m^2(k)]}, \text{ for } m \in M$$

【0095】

次いで、各広帯域固有モードの各サブバンドに割当てられている送信電力 $P_m(k)$ は以下のように計算することができる。

【数14】

$$P_m(k) = \frac{b_m \cdot P_m}{\sigma_m^2(k)}, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M$$

【0096】

送信ウェイト $W_m(k)$ は以下のように、各広帯域固有モードのサブバンドごとに計算することができる。

【数15】

$$W_m(k) = \sqrt{P_m(k)}, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M$$

【0097】

送信ウェイトを使用して、送信機における変調シンボルをスケーリングする。チャネル反転スキームについては、全 N_F 個のサブバンドは広帯域固有モードごとに使用され、サブバンドの受信SNRはほぼ等しい。

【0098】

選択チャネル反転スキームにおいて、広帯域固有モードごとの送信電力 P_m は N_F 個のサブバンドのうちの選択されたものに非均一に分配されて、選択サブバンドは受信機において類似の受信SNRを達成する。選択サブバンドは、利得しきい値以上のチャネル利得を有するものである。このスキームについては、平均電力利得 g_m がまず、以下のように広帯域固有モードごとに計算される。

【数16】

$$g_m = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \sigma_m^2(k) , \text{ for } m \in M$$

【0099】

次いで、正規化 \tilde{b}_m は以下のように、広帯域固有モードごとに計算される。

【数17】

$$\tilde{b}_m = \frac{1}{\sum_{\sigma_m^2(k) > \beta_m g_m} [1/\sigma_m^2(k)]} , \text{ for } m \in M$$

【0100】

ここで、 $\beta_m g_m$ は利得しきい値であり、 β_m はスケーリング係数であり、これらは総合スループットを最大化するために、また他の基準に基づいて選択可能である。各広帯域固有モードの各サブバンドに割当てられている送信電力 $P_m(k)$ は以下のように表すことができる。

【数18】

$$P_m(k) = \begin{cases} \frac{\tilde{b}_m \cdot P_m}{\sigma_m^2(k)} , & \text{if } \sigma_m^2(k) \geq \beta_m g_m \\ 0 , & \text{otherwise} \end{cases} , \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M$$

【0101】

選択チャネル反転スキームについては、 N_F 個以下のサブバンドを各広帯域固有モードでの使用に選択することができ、選択サブバンドの受信SNRはほぼ等しい。

【0102】

他のスキームもまた、各広帯域固有モードの N_F 個のサブバンドに送信電力 P_m を分配するために使用することができ、これは本発明の範囲内である。

【0103】

C. 広帯域固有モードごとの送信モード選択

図8のステップ816において、動作SNRが広帯域固有モードごとに計算される。動作SNRは広帯域固有モードの送信能力を示している。受信SNRが各広帯域固有モードのサブバンドにおいて等しいか変化するかによって、種々の方法をステップ816に使用することができる。以下の説明において、SNRはデシベル (dB) 単位で与えられる。

【0104】

チャネル反転または選択チャネル反転が実行される場合、 $k \in K$ となるような、各広帯域固有モードのサブバンドの受信SNR、 $\gamma_m(k)$ は類似である。広帯域固有モード m のサブバンド k の受信SNR、 $\gamma_m(k)$ は以下のように計算することができる。

【数19】

$$\gamma_m(k) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_m(k) \cdot \sigma_m^2(k)}{N_0} \right) , \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M . \text{ (dB)}$$

【0105】

広帯域固有モードごとの動作SNR、 $\gamma_{o.p.m}$ は、以下のように、(該広帯域固有モードのサブバンドの任意の1つの受信SNR) - (該広帯域固有モードのSNRオフセット) に等しい。

【数20】

$$\gamma_{op,m} = \gamma_m(k) - \gamma_{os,m} , \quad \text{for any } k \text{ and } m \in M , \text{ (dB)}$$

【0106】

ここで、 $\gamma_m(k)$ 、 $\gamma_{os,m}$ および $\gamma_{op,m}$ はすべて数式 (19) および (20) で dB 単位で与えられている。

【0107】

広帯域固有モードごとの送信電力 P_m が均一にサブバンドに分配されていると、各広帯域固有モードのサブバンドの受信 SNR は変化しやすい。この場合、広帯域固有モードごとの動作 SNR、 $\gamma_{op,m}$ を以下のように計算することができる。

【数21】

$$\gamma_{op,m} = \gamma_{avg,m} - \gamma_{bo,m} - \gamma_{os,m} , \quad \text{(dB)}$$

【0108】

ここで、 $\gamma_{avg,m}$ は、広帯域固有モード m の N_F 個のサブバンドの受信 SNR の平均であり、 $\gamma_{bo,m}$ は、受信 SNR の偏差を説明するバックオフ係数であり、これは受信 SNR の分散の関数である。

【0109】

図8のステップ818において、適切な送信モードが広帯域固有モードごとに、該広帯域固有モードの動作 SNR に基づいて選択される。システムは、1 セットの送信モードをサポートするように設計可能である。インデックス 0 を有する送信モードはヌルデータレート（すなわちデータ送信なし）である。各サポート送信モードは、所望の性能レベル（例えば 1% PER）を達成するのに必要な特定最小 SNR と関連する。表2はシステムによってサポートされている 14 個の送信モードの例示的セットを列挙しており、これらは送信モードインデックス 0 から 13 によって識別される。各送信モードは、非フェージングの AWGN チャネルの 1% PER を達成するために必要な特定スペクトル効率、特定コードレート、特定変調スキームおよび最小 SNR と関連する。スペクトル効率はシステム帯域によって正規化されているデータレート（すなわち情報ビットレート）に言及しており、ヘルツあたりの毎秒のビット単位（bps/Hz）で与えられる。送信モードごとのスペクトル効率は、該送信モードの符号化スキームおよび変調スキームによって判断される。表2の送信モードごとのコードレートおよび変調スキームは例示的システムの設計に固有である。

【表2】

送信モード インデックス	スペクトル 効率 (bps/Hz)	コードレート	変調スキーム	必要SNR (dB)
0	0.0	-	-	-
1	0.25	1/4	BPSK	-1.8
2	0.5	1/2	BPSK	1.2
3	1.0	1/2	QPSK	4.2
4	1.5	3/4	QPSK	6.8
5	2.0	1/2	16 QAM	10.1
6	2.5	5/8	16 QAM	11.7
7	3.0	3/4	16 QAM	13.2
8	3.5	7/12	64 QAM	16.2
9	4.0	2/3	64 QAM	17.4
10	4.5	3/4	64 QAM	18.8
11	5.0	5/6	64 QAM	20.0
12	6.0	3/4	256 QAM	24.2
13	7.0	7/8	256 QAM	26.3

【0110】

非ゼロデータレートを有するサポート送信モードごとに、必要SNRは特定のシステム設計（すなわち、該送信モードのシステムに使用されている特定コードレート、インタリーブスキームおよび変調スキームなど）に基づいて、かつAWGNチャネルに対して得られる。必要SNRは、当業界において既知であるように、コンピュータシミュレーションおよび経験測定などによって得ることができる。ルックアップテーブルを使用して、サポート送信モードのセットとその必要SNRを記憶することができる。

【0111】

広帯域固有モードごとの動作SNR、 $\gamma_{o.p.m}$ はルックアップテーブルに提供されてもよく、そしてこれは該広帯域固有モードの送信モード q_m を提供する。この送信モード q_m は、最高データレートと、動作SNR以下の必要SNR、 $\gamma_{r.e.q.m}$ （すなわち、 $\gamma_{r.e.q.m} \leq \gamma_{o.p.m}$ ）とを有するサポート送信モードである。従ってルックアップテーブルは、広帯域固有モードごとに、該広帯域固有モードの動作SNRに基づいて最高可能データレートを選択する。

【0112】

D. 送信電力の再割当て

図8のステップ820について、広帯域固有モードごとに過剰送信電力を判断および再分配し、性能を改善する、以下の用語を以下の説明に使用する。

【0113】

- ・アクティブ広帯域固有モード—非ゼロデータレートを有する広帯域固有モード（すなわち、表2の1から13のインデックスを有する送信モード）、
- ・飽和広帯域固有モード—最大データレートを有する広帯域固有モード（すなわち、インデックス13を有する送信モード）、
- ・不飽和広帯域固有モード—最大データレート未満の非ゼロデータレートを有するアクティブ広帯域固有モード（すなわち、1から12のインデックスを有する送信モード）。

【0114】

広帯域固有モードの動作SNRはルックアップテーブルの最小必要SNR未満であって
もよい（すなわち、表2に示されている送信モードについて $\gamma_{op,m} < -1.8 \text{ dB}$ ）
。この場合、広帯域固有モードはシャットオフされてもよく（すなわち使用されない）、
この広帯域固有モードの送信電力は他の広帯域固有モードに再分配されてもよい。

【0115】

アクティブ広帯域固有モードごとの選択送信モード q_m は、動作SNR以下の必要SNR
 R 、 $\gamma_{req,m}$ （すなわち $\gamma_{req,m} \leq \gamma_{op,m}$ ）と関連する。各アクティブ広帯
域固有モードに必要な最小送信電力 $P_{req,m}$ は以下のように計算することができる。

【数22】

【表2】

$$P_{req,m} = \frac{P_m \cdot \gamma_{req,m}}{\gamma_{op,m}}, \text{ for } m \in M$$

【0116】

必要送信電力は、（すなわち、表2のインデックス0を有する送信モードで）シャット
オフされている広帯域固有モードごとにゼロ（ $P_{req,m} = 0$ ）に等しい。

【0117】

広帯域固有モードごとの過剰電力 $P_{excess,m}$ は、必要SNRを達成するのに必要
な最小電力より大きい割当て電力量である（すなわち $P_{excess,m} = P_m - P_{req,m}$ ）
。全広帯域固有モードの全過剰電力 P_{excess} は以下のように計算すること
ができる。

【数23】

$$P_{excess} = \sum_{m=1}^{N_s} (P_m - P_{req,m})$$

【0118】

全過剰電力 P_{excess} は種々の方法で再分配することができる。例えば、全過剰電
力 P_{excess} は1つ以上の広帯域固有モードに再分配することができ、より高い総合
スループットが達成される。一実施形態において、全過剰電力 P_{excess} は一度に1
つの不飽和広帯域固有モードに再分配され、最高データレートを有する最良広帯域固有
モードから開始し、次に高いデータレートに広帯域固有モードを移動させる。別の実施形態
において、全過剰電力 P_{excess} は、最小送信電力量でデータレートの最高増加を達
成することができる広帯域固有モードに再分配される。

【0119】

全広帯域固有モードが最高のデータレートで動作される場合、または残量過剰電力が広
帯域固有モードのデータレートを増大させることができない場合、残量過剰電力は1つ、
複数、または全アクティブ広帯域固有モードに再分配されて、これらの広帯域固有モード
のSNRマージンを改善することができる。

【0120】

E. 送信モード調整

図8のステップ822について、広帯域固有モードごとの送信モードは外部ループから
の情報に基づいて調整可能である。ダウンリンクおよびアップリンクの広帯域固有モード
の選択送信モードは、図2について上述された技術を使用して調整可能である。例えば、
過剰パケットエラーが所与の広帯域固有モードで受信されると、外部ループは送信モード
調整を該広帯域固有モードに提供する。別の例として、受信SNRの稼動平均は広帯域固
有モードごとに維持され、該広帯域固有モードのSNRマージンを計算するために使用す
ることができる。所与の広帯域固有モードのSNRマージンが負である場合、広帯域固有
モードの送信モードを次に低いデータレートに調整することができる。パケットが複数の
広帯域固有モードに送信されると、不良SNRマージンを有する広帯域固有モードの送信

モードを、パケットエラーが検出されるたびに次に低いデータレートに調整することができる。いずれにしても、送信モード調整は、ステップ818で選択されたものより低いデータレートを有する別の送信モードの選択を目的としている。

【0121】

II. MIMO-OFDMシステム

図9Aは、例示的TDD MIMO-OFDMシステムにおけるアクセスポイント510xおよびユーザ端末520xの実施形態のブロック図を示している。アクセスポイント510xは図5のアクセスポイント510のうちの1つであり、ユーザ端末520xはユーザ端末520のうちの1つである。図9Aはダウンリンク送信の処理を示している。この場合、アクセスポイント510xは図1の送信機110であり、ユーザ端末520xは受信機150である。

【0122】

ダウンリンク送信については、アクセスポイント510xにおいて、トラヒックデータがデータソース912からTXデータプロセッサ920に提供され、ここでトラヒックデータを N_c 個のデータストリーム（ここで $N_c > 1$ ）に逆多重化する。トラヒックデータは複数のデータソースから入ってきてもよく（例えば、より高い層アプリケーションごとに1つのデータソース）、逆多重化を必要としなくてもよい。簡潔にするために、1つのデータソース912のみを図9Aに示す。TXデータプロセッサ920は、各データストリームを、該データストリームに対して選択された送信モードに従ってフォーマット化、符号化、インタリーブ化、変調およびスケーリングし、対応するスケーリング化変調シンボルストリームを提供する。データストリームごとのデータレート、符号化および変調はそれぞれ、コントローラ940によって提供されるデータレートコントロール、符号化コントロールおよび変調コントロールによって判断可能である。TXデータプロセッサ920は N_c 個のスケーリング化変調シンボルストリームをTX空間プロセッサ928に提供する。

【0123】

TX空間プロセッサ928は選択送信スキームに基づいて N_c 個のスケーリング化変調シンボルストリームを処理し、パイロットシンボルで多重化し、 $N_{a,p}$ 個の送信シンボルストリームを $N_{a,p}$ 個の送信機ユニット（TMTR）930a-930apに提供する。選択送信スキームは送信ダイバーシティ、空間多重化またはビームステアリングであってもよい。送信ダイバーシティは、複数のアンテナからおよび／または複数のサブバンドでデータを冗長的に送信することによって、ダイバーシティを得、信頼性を向上させることを伴う。時空間送信ダイバーシティ（STTD）は送信ダイバーシティに使用することができる。ビームステアリングは、主要固有モードの位相ステアリング情報を使用してフル電力での単一の（最良の）空間チャネルでデータを送信することを伴う。空間多重化は、複数の空間チャネルでデータを送信してより高いスペクトル効率を達成することを伴う。空間多重化のための空間処理を表1に示している。各送信機ユニット930はその送信シンボルストリームにOFDM処理を実行し、対応するOFDMシンボルストリームを提供し、これはさらに処理されて変調信号を生成する。そして送信機ユニット930a-930apからの $N_{a,p}$ 個の変調信号はそれぞれ、 $N_{a,p}$ 個のアンテナ932a-932apを介して送信される。

【0124】

ユーザ端末520xにおいて、 $N_{a,p}$ 個の送信信号は $N_{u,t}$ 個のアンテナ952a-952utの各々で受信され、各アンテナからの受信信号は関連受信機ユニット（RCVR）954に提供される。各受信機ユニット954はその受信信号を調整およびデジタル化し、1ストリームのサンプルを提供し、これはさらに処理されて受信シンボルの対応するストリームを提供する。受信機ユニット954a-954utは $N_{u,t}$ 個の受信シンボルストリームをRX空間プロセッサ962に提供し、これは（例えば、空間多重化について表1に示されているような）選択送信スキームに基づいて空間処理を実行する。RX空間プロセッサ962は N_c 個の回復シンボルストリームを提供し、これらはアクセスポイ

ント510xによって送信された N_c 個の変調シンボルストリームの推定である。次いで、RXデータプロセッサ964は選択送信モードに従って各回復シンボルストリームを復調、デインタリーブ化および復号化して、対応する復号化データストリームを提供し、これらはアクセスポイント510xによって送信されたデータストリームの推定である。RX空間プロセッサ962およびRXデータプロセッサ964による処理はそれぞれ、アクセスポイント510xにおいて、TX空間プロセッサ928およびTXデータプロセッサ920によって実行される処理に相補的である。

【0125】

チャネル推定器974はダウンリンクの1つ以上のチャネル特徴の推定を得、チャネル推定をコントローラ970に提供する。チャネル推定は、チャネル利得および雑音フロア $N_{0,u}$ などのものであってもよい。RXデータプロセッサ964は各受信データパケットのステータスを提供することができる。チャネル推定器974およびRXデータプロセッサ964から受信された種々のタイプの情報に基づいて、コントローラ970は、上記の技術を使用するダウンリンクの複数の並列チャネルの各々の送信モードを判断する。各並列チャネルは(上述のような)広帯域固有モード、あるいはサブバンドおよび固有モードの他の組み合わせに相当するものであってもよい。コントローラ970はフィードバック情報を提供し、これはダウンリンクの N_c 個の選択送信モード、チャネル推定、端末雑音フロア、および受信データパケットのACKおよび/またはNAKなど、あるいはこれらの組み合わせを含んでいてもよい。フィードバック情報はTXデータプロセッサ978およびTX空間プロセッサ980によって処理され、ステアード基準によって多重化され、送信機ユニット954a-954uによって調整され、アンテナ952a-952uを介してアクセスポイント510xに送信される。

【0126】

アクセスポイント510xにおいて、ユーザ端末520xからの $N_{u,t}$ 個の送信信号はアンテナ932aから932apで受信され、受信機ユニット930a-930apによって調整され、RX空間プロセッサ934およびRXデータプロセッサ936によって処理されて、ユーザ端末520xによって送られたフィードバック情報を回復する。次いで、フィードバック情報はコントローラ940に提供され、ユーザ端末520xに送られた N_c 個のデータストリームの処理をコントロールするために使用される。例えば、各ダウンリンクデータストリームのデータレート、符号化および変調は、ユーザ端末520xによって選択された送信モードに基づいて判断可能である。受信ACK/NAKを使用して、ユーザ端末520xによって誤受信された各データパケットの完全再送信または増分送信のいずれかを開始することができる。増分送信については、誤受信されたデータパケットの小部分が送信されて、ユーザ端末520xはパケットを回復することができる。

【0127】

チャネル推定器944は受信ステアード基準に基づいてチャネル利得推定を得る。チャネル利得推定はコントローラ940に提供され、(場合によってはユーザ端末の雑音フロア $N_{0,u}$ 推定と共に)、ダウンリンクの送信ウェイトを導出するために使用される。コントローラ940はデータレートコントロールをデータソース912およびTXデータプロセッサ920に提供する。コントローラ940はさらに、符号化および変調コントロールと、送信ウェイトとをTXデータプロセッサ920に提供する。ダウンリンク送信のチャネル推定および送信モード選択は上述のように実行可能である。

【0128】

コントローラ940および970はそれぞれ、アクセスポイント510xおよびユーザ端末520xの動作を方向づけている。メモリユニット942および972はそれぞれ、コントローラ940および970によって使用されるプログラムコードおよびデータを記憶する。

【0129】

図9Bは、アップリンク送信のアクセスポイント510xおよびユーザ端末520xを示している。この場合、ユーザ端末520xは図1の送信機110であり、アクセスポイ

ント510xは受信機150である。アップリンク送信のチャネル推定および送信モード選択は上述のように実行可能である。アップリンク送信に関するアクセスポイント510xおよびユーザ端末520xでのデータ処理は、ダウンリンク送信に関する上述の処理に類似の方法で実行可能である。アップリンク送信に関するアクセスポイント510xおよびユーザ端末520xでの空間処理は表1に示されているように実行可能である。

【0130】

A. 送信機および受信機のサブシステム

明確にするために、ダウンリンク送信のアクセスポイント510xおよびユーザ端末520xでの処理について以下さらに詳細に説明する。

【0131】

図10は、アクセスポイント510xの送信機部分の実施形態である送信機サブシステム1000のブロック図を示している。この実施形態について、TXデータプロセッサ920は、デマルチプレクサ(Demux)1010と、 N_C 個のエンコーダ1012a-1012sと、 N_C 個のチャネルインタリーバ1014a-1014sと、 N_C 個のシンボルマッピングユニット1016a-1016sと、 N_C 個の信号スケーリングユニット1018a-1018sとを含んでいる(すなわち N_C 個のデータストリームの各々につき1セットのエンコーダ、チャネルインタリーバ、シンボルマッピングユニットおよび信号スケーリングユニット)。デマルチプレクサ1010はトラヒックデータ(すなわち情報ビット)を N_C 個のデータストリームに逆多重化し、ここで各データストリームはデータレートコントロールによって示されているデータレートで提供されている。デマルチプレクサ1010は、トラヒックデータがすでに N_C 個のデータストリームとして提供されている場合には省略してもよい。

【0132】

各エンコーダ1012は、(符号化コントロールで示されているように)選択符号化スキームに基づいてそれぞれのデータストリームを受信および符号化し、コードビットを提供する。各データストリームは1つ以上のデータパケットを伝送し、各データパケットは一般的に個別に符号化され、符号化データパケットを得る。符号化はデータ送信の信頼性を高める。選択符号化スキームは、CRC符号化、畳込み符号化、ターボ符号化、およびブロック符号化などの組み合わせを含んでいてもよい。各エンコーダ1012からのコードビットはそれぞれのチャネルインタリーバ1014に提供され、これは特定のインタリーブ化スキームに基づいてコードビットをインタリーブする。インタリーブ化が送信モードに左右される場合、コントローラ940は(破線で示されているような)インタリーブコントロールをチャネルインタリーバ1014に提供する。インタリーブ化は、コードビットに時間、周波数および/または空間ダイバーシティを提供する。

【0133】

各チャネルインタリーバ1014からのインタリーブ化ビットはそれぞれのシンボルマッピングユニット1016に提供され、これは(変調コントロールによって示されているように)選択変調スキームに基づいてインタリーブ化ビットをマッピングし、変調シンボルを提供する。ユニット1016はB個のインタリーブ化ビットの各セットをグルーピングし、B-ビットバイナリ値($B \geq 1$)を形成し、さらに各B-ビット値を、選択変調スキーム(例えば、QPSK、M-PSKまたはM-QAMであり、ここでは $M = 2^B$ である)に基づいて特定の変調シンボルにマッピングする。各変調シンボルは選択変調スキームによって定義されている信号配置(signal constellation)における複素値である。次いで各シンボルマッピングユニット1016からの変調シンボルはそれぞれの信号スケーリングユニット1018に提供されて、これは変調シンボルを、 $k \in K$ となるような送信ウェイト $W_m(k)$ でスケーリングし、チャネル反転および電力分配を達成する。信号スケーリングユニット1018a-1018sは N_C 個のスケーリング化変調シンボルストリームを提供する。

【0134】

各データストリームは、任意の数のサブバンド、送信アンテナおよび空間チャネル、お

よびこれらの組み合わせを含んでいてもよいそれぞれの並列チャネルで送信される。例えば、1つのデータストリームは、上述のように、各広帯域固有モードの全使用可能なサブバンドで送信可能である。TX空間プロセッサ928は、もしあれば N_C 個のスケーリング化変調シンボルストリームに必要な空間処理を実行し、 $N_{a,p}$ 個の送信シンボルストリームを提供する。空間処理は表1に示されているように実行可能である。

【0135】

1つのデータストリームを（上述のような完全CSI-MIMOシステムに対する）各広帯域固有モードの全サブバンドで送信する送信スキームについては、エンコード1012と、チャネルインタリバ1014と、シンボルマッピングユニット1016と、信号スケーリングユニット1018の N_S 個のセットを使用して、 N_S 個のデータストリーム（ここで、フルランクチャネル応答行列について $N_C = N_S = N_{a,p} \leq N_{u,t}$ である）を処理して、 $N_{a,p}$ 個のスケーリング化変調シンボルストリームを提供することができる。次いでTX空間プロセッサ928は、表1に示されているように $N_{a,p}$ 個のスケーリング化変調シンボルストリームに空間処理を実行し、 $N_{a,p}$ 個の送信シンボルストリームを提供する。

【0136】

1つのデータストリームを（部分CSI-MIMOシステムに対する）各送信アンテナの全サブバンドで送信する送信スキームについて、エンコード1012と、チャネルインタリバ1014と、シンボルマッピングユニット1016と、信号スケーリングユニット1018の $N_{a,p}$ 個のセットを使用して、 $N_{a,p}$ 個のデータストリーム（ここで $N_C = N_{a,p}$ である）を処理して、 $N_{a,p}$ 個のスケーリング化変調シンボルストリームを提供することができる。次いでTX空間プロセッサ928は単に、送信シンボルストリームとして各スケーリング化変調シンボルストリームを通過させる。空間処理はこの送信スキームに対して実行されるのではないので、各送信シンボルは変調シンボルである。

【0137】

一般的に、TX空間プロセッサ928は、スケーリング化変調シンボルの適切な逆多重化および／または空間処理を実行し、データストリームごとに使用される並列チャネルの送信シンボルを得る。TX空間プロセッサ928はさらに、例えば時分割多重化（TDM）や符号分割多重化（CDM）を使用して、パイロットシンボルを送信シンボルで多重化する。パイロットシンボルは、トラヒックデータを送信するのに使用されるサブバンド／固有モードのすべてまたはサブセットで送ることができる。TX空間プロセッサ928は $N_{a,p}$ 個の送信シンボルストリームを $N_{a,p}$ 個の送信機ユニット930a-930apに提供する。

【0138】

各送信機ユニット930はそれぞれの送信シンボルストリームにOFDM処理を実行し、対応する変調信号を提供する。OFDM処理は一般的に、（1） N_F ポイント逆高速フーリエ変換（IFFT）を使用して N_F 個の送信シンボルの各セットを時間ドメインに変換して、 N_F 個のサンプルを含む「変換」シンボルを得ることと、（2）各変換シンボルの一部を反復して、 $N_F + N_{c,p}$ 個のサンプルを含むOFDMシンボルを得ることとを含んでいる。反復部分は巡回語頭と称され、 $N_{c,p}$ は反復されたサンプル数を示している。OFDMシンボルはさらに送信機ユニット930によって処理されて（例えば、1つ以上のアナログ信号に変換され、増幅され、フィルタリングされ、かつ周波数アップコンバートされて）変調信号を生成する。送信機サブシステム1000の他の設計もまた実現可能であり、本発明の範囲内である。

【0139】

コントローラ940は、ダウンリンクおよびアップリンクの閉ループレートコントロールに関する種々の機能（例えば、アップリンクの送信モード選択とダウンリンクの送信ウェイト計算）を実行可能である。アップリンク送信については、コントローラ940は図8のプロセス800を実行することができ、アップリンクの複数の並列チャネルの各々の送信モードを選択する。コントローラ940内で、電力割当てユニット1042は全送信

電力 $P_{total, up}$ を、(例えば、アクセスポイントのチャネル利得推定 $\hat{\sigma}_m(k)$ と雑音フロア推定 $N_{0, ap}$ とに基づいて)複数の並列チャネルに分配する。チャネル反転ユニット1044は並列チャネルごとにチャネル反転を実行する。送信モード(TM)選択器1046は並列チャネルごとに適切な送信モードを選択する。メモリユニット942は、(例えば表2に示されているように)サポート送信モードのルックアップテーブル1048およびその必要SNRを記憶することができる。ダウンリンク送信については、コントローラ940はまた図8のプロセス800を実行し、各広帯域固有モードのサブバンドごとに送信電力を判断することができ、ダウンリンクでの送信前に変調シンボルをスケールリングするために使用される送信ウェイトを計算する。

【0140】

図11は、ユーザ端末520xの受信機部分の実施形態である受信機サブシステム1100のブロック図を示している。アクセスポイント510xからの N_{ap} 個の送信信号はアンテナ952a-952uで受信され、各アンテナからの受信信号はそれぞれの受信機ユニット954に提供される。各受信機ユニット954はその受信信号を調整およびデジタル化し、1ストリームのサンプルを得、さらにそのサンプルにOFDM処理を実行する。受信機でのOFDM処理は一般的に、(1)各受信OFDMシンボルの巡回語頭を除去して受信変換シンボルを得ることと、(2)高速フーリエ変換(FFT)を使用して各受信変換シンボルを周波数ドメインに変換し、 N_F 個のサブバンドに対して1セットの N_F 個の受信シンボルを得ることとを含んでいる。受信シンボルは、アクセスポイント510xによって送られた送信シンボルの推定である。受信機ユニット954a-954uは N_u 個の受信シンボルストリームをRX空間プロセッサ962に提供する。

【0141】

RX空間プロセッサ962は N_u 個の受信シンボルストリームに空間または時空間処理を実行し、 N_C 個の回復シンボルストリームを提供する。RX空間プロセッサ962は、(これもまたチャネル相関行列反転(CDMI)等化器と称される)線形ゼロフォーシング(ZF)等化器、最小2乗平均誤差(MMSE)等化器、MMSE線形等化器(MMSE-LE)、判定帰還形等化器(DFE)、または他の等化器を実現することができる。

【0142】

RXデータプロセッサ964はRX空間プロセッサ962から N_C 個の回復シンボルストリームを受信する。各回復シンボルストリームはそれぞれのシンボルデマッピングユニット1132に提供され、これは、コントローラ970によって提供される復調コントロールによって示されているように、該ストリームに使用される変調スキームに従って回復シンボルを復調する。各シンボルデマッピングユニット1132からの復調データストリームは、該データストリームのアクセスポイント510xで実行されるのに相補的な方法で関連チャネルデインタリーバ1134によってデインタリービングされる。インタリービング化が送信モードに左右される場合、コントローラ970は、破線で示されているように、デインタリービングコントロールをチャネルデインタリーバ1134に提供する。各チャネルデインタリーバ1134からのデインタリービングデータは、コントローラ970によって提供された復号化コントロールによって示されているように、アクセスポイント510xで実行されるのに相補的な方法で関連デコード1136によって復号される。例えば、ターボまたは畳込み符号化がそれぞれアクセスポイント510xで実行される場合、ターボデコードまたはビタビデコードをデコード1136に使用することができる。デコード1136はまた、(例えば、パケットが正確に受信されたか誤受信されたかを示す)各受信データパケットのステータスを提供することができる。デコード1136はさらに、誤って復号化されたパケットの復調データを記憶することができ、このデータは次の増分送信からの追加データと組み合わせられて復号化されることが可能である。

【0143】

図11に示されている実施形態において、チャネル推定器974は、(例えば受信パイロットシンボルに基づいて)ユーザ端末520xのチャネル応答および雑音フロアを推定

し、チャネル推定をコントローラ970に提供する。コントローラ970は、ダウンリンクおよびアップリンク双方の閉ループレートコントロールに関する種々の機能（例えば、ダウンリンクの送信モード選択およびアップリンクの送信ウェイト計算）を実行する。ダウンリンク送信については、コントローラ970は図8のプロセス800を実行可能である。コントローラ970内で、電力割当てユニット1172は、（例えば、ユーザ端末のチャネル利得推定 $\sigma^{\wedge}_m(k)$ および雑音フロア $N_{0,u,t}$ 推定に基づいて）全送信電力 $P_{total,dn}$ を複数の並列チャネルに分配する。チャネル反転ユニット1174は複数の並列チャネルの各々のチャネル反転を実行する。送信モード(TM)選択器1176は並列チャネルごとに適切な送信モードを選択する。メモリユニット972は、（例えば表2に示されているように）サポート送信モードのルックアップテーブル1178とその必要SNRとを記憶することができる。コントローラ970はダウンリンクの N_c 個の並列チャネルに対して N_c 個の選択送信モードを提供し、これらはアクセスポイント510xに送られるフィードバック情報の一部であってもよい。アップリンク送信については、コントローラ970はまた図8のプロセス800を実行して、各広帯域固有モードのサブバンドごとに送信電力を判断することができ、アップリンクでの送信前に変調シンボルをスケールリングするのに使用される送信ウェイトを計算する。

【0144】

明確にするために、送信機サブシステム1000はアクセスポイント510xについて説明されており、受信機サブシステム1100はユーザ端末520xについて説明されている。送信機サブシステム1000はまたユーザ端末520xの送信機部分に使用可能であり、受信機サブシステム1100はまたアクセスポイント510xの受信機部分に使用可能である。

【0145】

B. ダウンリンクおよびアップリンクレートコントロール

図12Aは、図6に示されているデータ構造に基づいてダウンリンクの閉ループレートコントロールを実行するためのプロセスを示している。BCH PDUが各TDDフレームの第1のセグメントで送信され（図6参照）、ユーザ端末によって使用されてダウンリンクを推定およびトラッキングすることができるMIMOパイロットを含んでいる。ステアード基準もまた、ユーザ端末に送られたFCH PDUのプリアンプルで送ることができる。ユーザ端末はMIMOパイロットおよび／またはステアード基準に基づいてダウンリンクを推定し、ダウンリンクの広帯域固有モードごと（すなわち並列チャネルごと）に、（最高サポートデータレートを有する）適切な送信モードを選択する。次いで、ユーザ端末はこれらの送信モードを、ダウンリンクの「提案」送信モードとして、アクセスポイントに送られたRCH PDUで送る。

【0146】

アクセスポイントはユーザ端末から提案送信モードを受信し、次の（複数の）TDDフレームのダウンリンクでデータ送信をスケジューリングする。アクセスポイントはダウンリンクの送信モードを選択し、これは、システムローディングおよび他の要因によって、ユーザ端末から受信された送信モードまたは（より低いデータレートを有する）他の送信モードであってもよい。アクセスポイントはFCHで、（ダウンリンク送信のためにアクセスポイントで選択された送信モードを含む）ユーザ端末の割当て情報を送る。次いで、アクセスポイントは、選択送信モードを使用して、FCHのデータをユーザ端末に送信する。ユーザ端末は割当て情報を受信し、アクセスポイントによって選択された送信モードを得る。次いで、ユーザ端末は選択送信モードに従ってダウンリンク送信を処理する。図12Aに示されている実施形態について、ユーザ端末によるチャネル推定および送信モード選択と、ダウンリンク送信のこれらの送信モードの使用との間の遅延は一般的にTDDフレーム1つ分であるが、アプリケーション、システム構成および他の要因によって異なってもよい。

【0147】

図12Bは、図6に示されているフレーム構造に基づいてアップリンクの閉ループレ

トコントロールを実行するためのプロセスを示している。ユーザ端末は、FCH/RCHリソースが割当てられると、システムアクセス時のRACHおよびRCHでステアード基準を送信する(図6参照)。アクセスポイントは受信ステアード基準に基づいてアップリンクを推定し、アップリンクの広帯域固有モードごとに適切な送信モードを選択する。アクセスポイントは、(アップリンク送信について選択された送信モードを含む)ユーザ端末の割当て情報をFCHで送る。ユーザ端末は、選択送信モードを使用してデータをRCHでアクセスポイントに送る。アクセスポイントは選択送信モードに従ってアップリンク送信を処理する。

【0148】

ここに説明されている閉ループプレートコントロール技術は種々の方法で実現可能である。例えば、これらの技術は、ハードウェア、ソフトウェアまたはこれらの組み合わせによって実現可能である。ハードウェアでの実現について、送信機および受信機(例えばコントローラ940および970)で閉ループプレートコントロールに使用される要素は、1つ以上の特定用途向け集積回路(ASIC)、デジタル信号プロセッサ(DSP)、デジタル信号処理装置(DSPD)、プログラマブル論理装置(PLD)、フィールドプログラマブルゲートアレイ(FPGA)、プロセッサ、コントローラ、マイクロコントローラ、マイクロプロセッサ、ここで説明されている機能を実行するように設計されている他の電子ユニット、またはこれらの組み合わせによって実現可能である。

【0149】

ソフトウェアでの実現について、閉ループプレートコントロールの部分は、ここで説明されている機能を実行するモジュール(例えば手順および機能など)によって実現可能である。ソフトウェアコードはメモリユニット(例えば、図9Aおよび9Bのメモリユニット942または972)に記憶されて、プロセッサ(例えばコントローラ940または970)によって実行されてもよい。メモリユニットはプロセッサ内部またはプロセッサの外部で実現可能であり、この場合、当業界において既知であるように種々の手段を介してプロセッサに連通的に接続可能である。

【0150】

見出しは参照のためにここに含まれており、特定のセクションを配置することを支援している。これらの見出しは、その下に説明されている概念の範囲を制限するためのものではなく、これらの概念は明細書全体の他のセクションの適用可能性を有していてもよい。

【0151】

開示されている実施形態の上記説明によって、当業者は本発明を成しまたは使用することができる。これらの実施形態の種々の変形は当業者にとって容易に明らかであり、ここに定義されている一般原理は本発明の主旨または範囲から逸脱することなく他の実施形態にも適用可能である。従って、本発明はここに説明されている実施形態に制限されることなく、ここに開示されている原理および新規の特徴に矛盾しない広範囲を許容することができる。

【図面の簡単な説明】

【0152】

【図1】 N_c 個の並列チャネルの閉ループプレートコントロールを有するマルチチャネル通信システムにおける送信機および受信機を示す図である。

【図2】 閉ループプレートコントロール機構を示す図である。

【図3】 閉ループプレートコントロールによって選択された N_c 個の送信モードを使用して、 N_c 個のデータストリームを N_c 個の並列チャネルで送信する例示的过程を示す図である。

【図4】 外部ループの例示的过程を示す図である。

【図5】 例示的TDD MIMO-OFDMシステムを示す図である。

【図6】 TDD MIMO-OFDMシステムにおいて使用されているフレーム構造を示す図である。

【図7】 TDD MIMO-OFDMシステムにおけるダウンリンクおよびアップリンク

で、複数の広帯域固有モードで複数のデータストリームを送信するためのプロセスを示す図である。

【図8】 N_S 個の広帯域固有モードの N_S 個の送信モードを選択するためのプロセスを示す図である。

【図9A】ダウンリンクおよびアップリンク送信用の、TDD MIMO-OFDMシステムにおけるアクセスポイントおよび端末を示す図である。

【図9B】ダウンリンクおよびアップリンク送信用の、TDD MIMO-OFDMシステムにおけるアクセスポイントおよび端末を示す図である。

【図10】送信機サブシステムを示す図である。

【図11】受信機サブシステムを示す図である。

【図12A】ダウンリンクおよびアップリンクの閉ループレートコントロールの例示的タイミング図を示す図である。

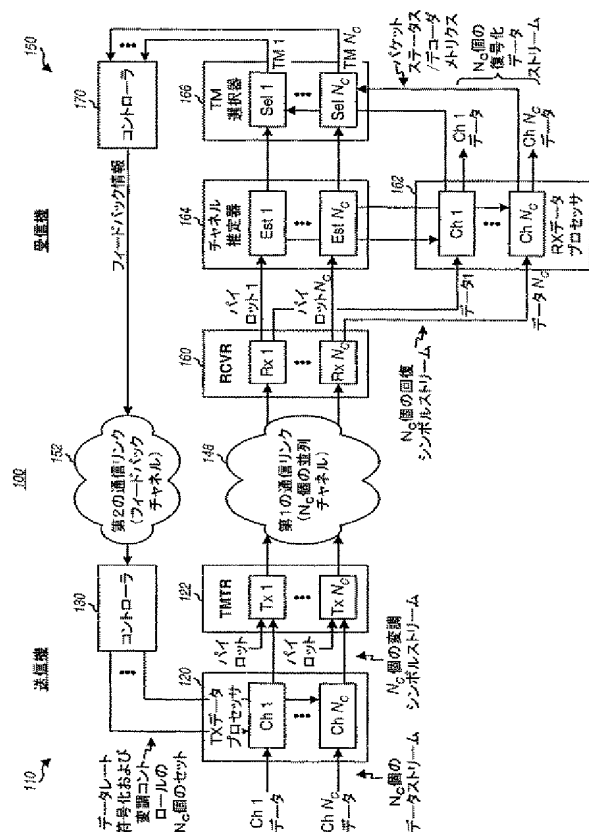
【図12B】ダウンリンクおよびアップリンクの閉ループレートコントロールの例示的タイミング図を示す図である。

【符号の説明】

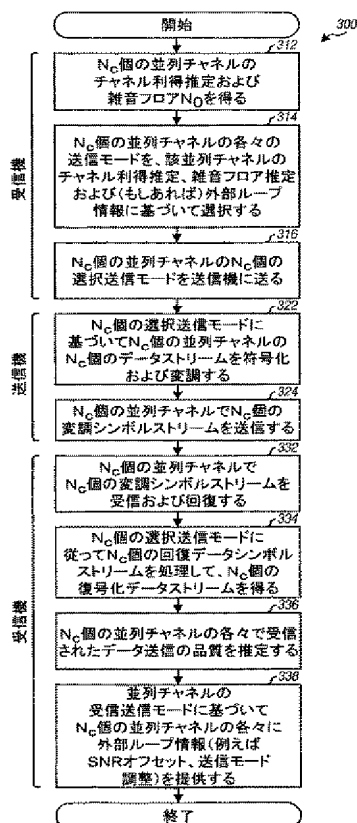
【0153】

1 0 0…マルチチャネル通信システム、1 1 0…送信機、1 2 0…TXデータプロセッサ、1 2 2…送信機ユニット、1 3 0…コントローラ、1 4 8…第1の通信リンク、1 5 0…受信機、1 5 2…第2の通信リンク、1 6 0…受信機ユニット、1 6 2…受信機(RX)データプロセッサ、1 6 4…チャネル推定器、1 6 6…TM選択器、1 7 0…コントローラ、1 7 2…品質推定器、1 7 4…選択器、1 7 6…ルックアップテーブル(LUT)、2 0 0…閉ループレートコントロール機構、2 1 0…内部ループ、2 2 0…外部ループ、5 0 0…TDD MIMO-OFDMシステム、5 1 0…アクセスポイント(AP)、5 2 0…ユーザ端末(UT)、6 1 0…BCHセグメント、6 1 2…BCHプロトコルデータユニット(PDU)、6 1 4…標識パイロット、6 1 6…MIMOパイロット、6 1 8…BCHメッセージ、6 2 0…FCHセグメント、6 3 0…FCHセグメント、6 3 2…FCH PDU、6 3 4…ステアード基準、6 3 6…データパケット、6 4 0…RCHセグメント、6 4 6…データパケット、6 5 0…RACHセグメント、6 5 4…パイロット、6 5 6…メッセージ、9 1 2…データソース、9 2 0…TXデータプロセッサ、9 2 8…TX空間プロセッサ、9 3 0…送信機ユニット(TMTR)、9 4 0…コントローラ、9 3 2…アンテナ、9 4 2…メモリユニット、9 5 4…受信機ユニット、9 6 2…RX空間プロセッサ、9 6 4…RXデータプロセッサ、9 7 0…コントローラ、9 7 4…チャネル推定器、9 7 8…TXデータプロセッサ、9 8 0…TX空間プロセッサ、1 0 0 0…送信機サブシステム、1 0 1 0…デマルチプレクサ(Demux)、1 0 1 2…エンコーダ、1 0 1 4…チャネルインタリバ、1 0 1 6…シンボルマッピングユニット、1 0 1 8…信号スケーリングユニット、1 0 4 2…信号スケーリングユニット、1 0 4 4…チャネル反転ユニット、1 1 0 0…受信機サブシステム、1 1 3 2…シンボルデマッピングユニット、1 1 3 4…チャネルデインタリバ、1 1 3 6…デコーダ、1 1 7 2…電力割当てユニット、1 1 7 4…チャネル反転ユニット、1 1 7 6…送信モード(TM)選択器

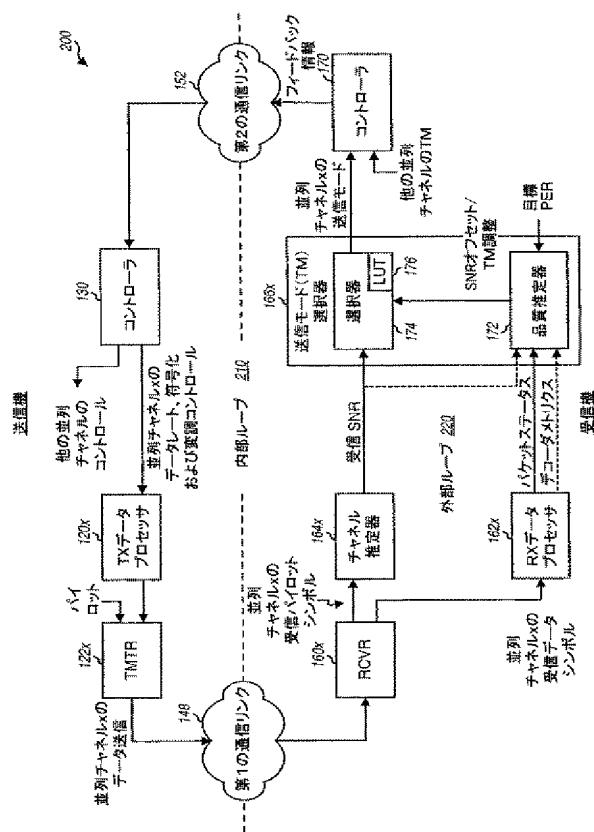
【図1】



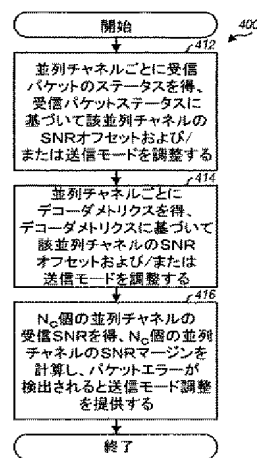
【図3】



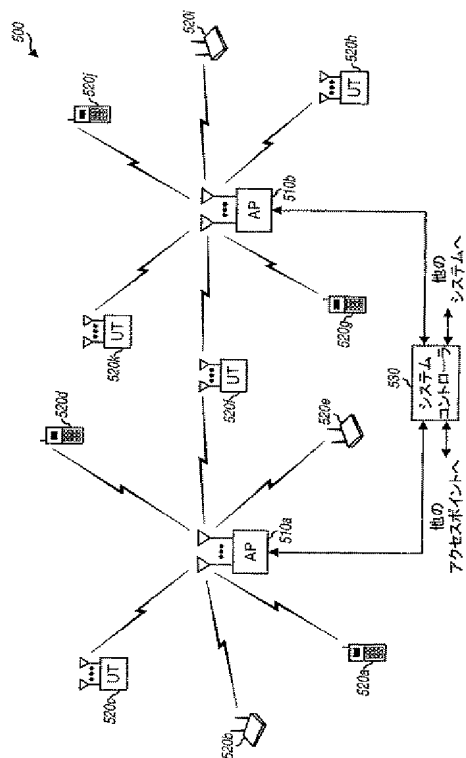
【図2】



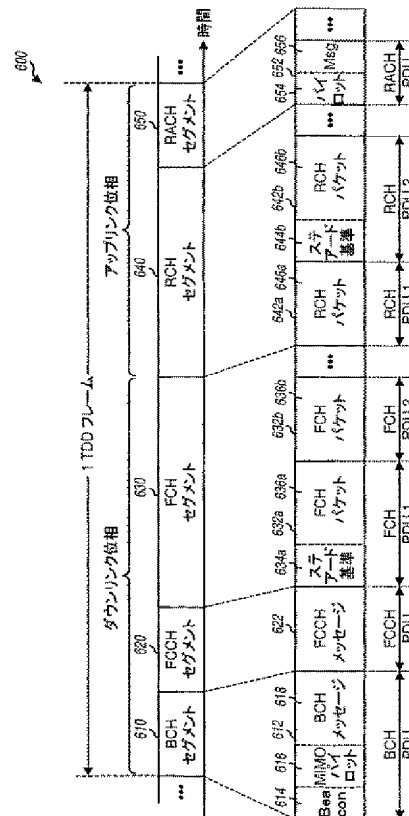
【図4】



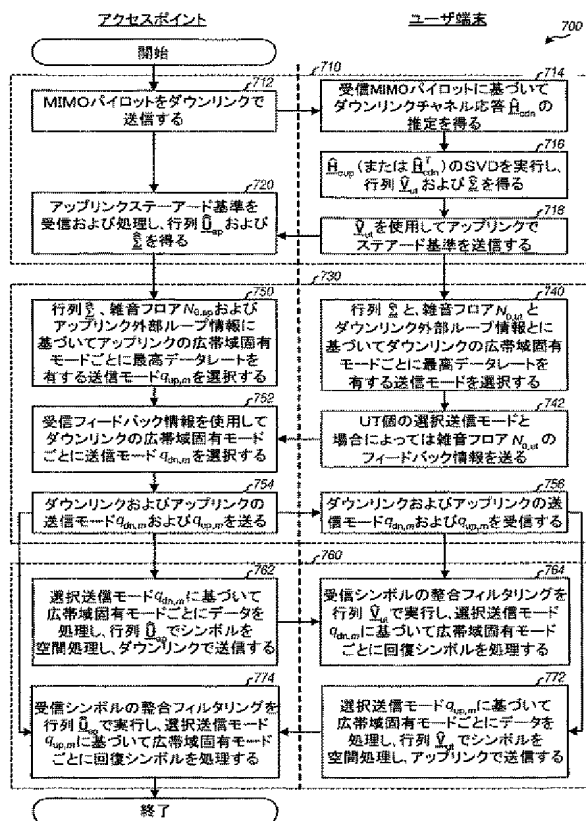
【図5】



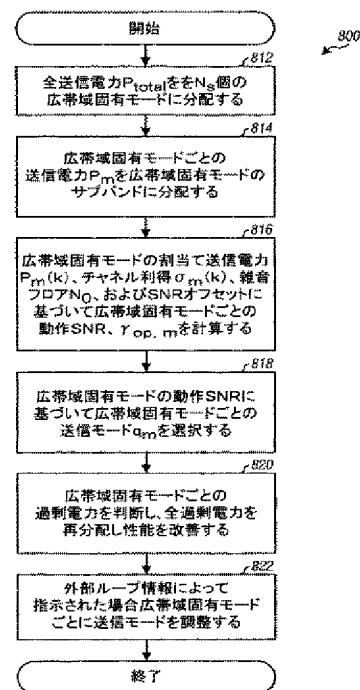
【図6】



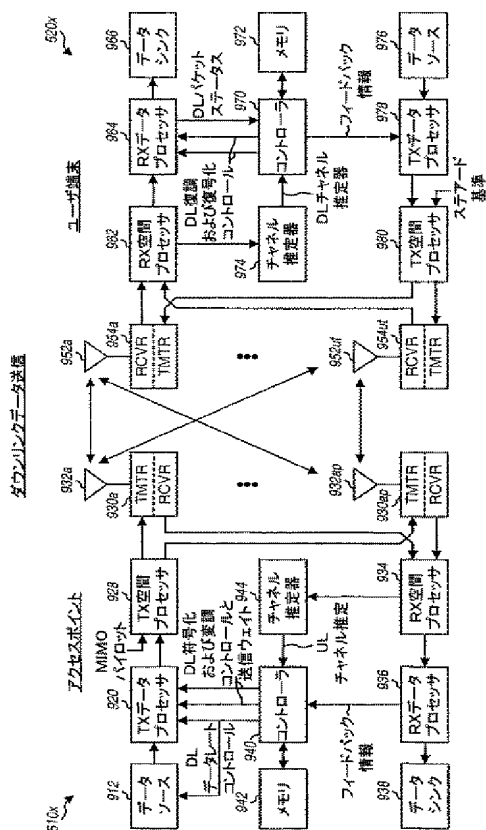
【図7】



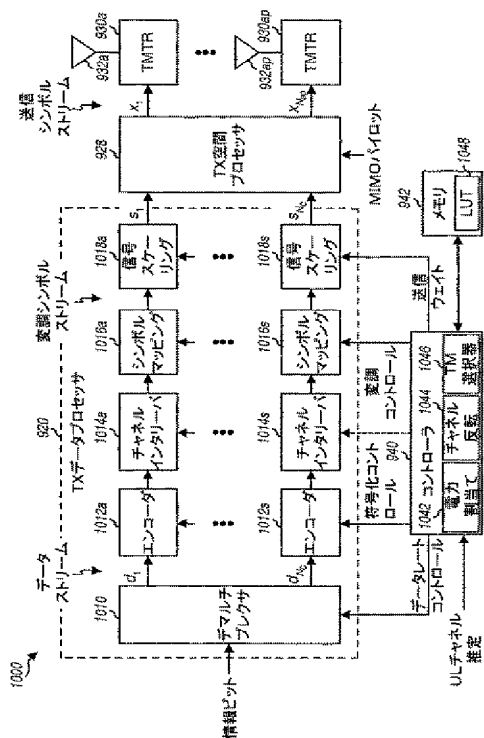
【図8】



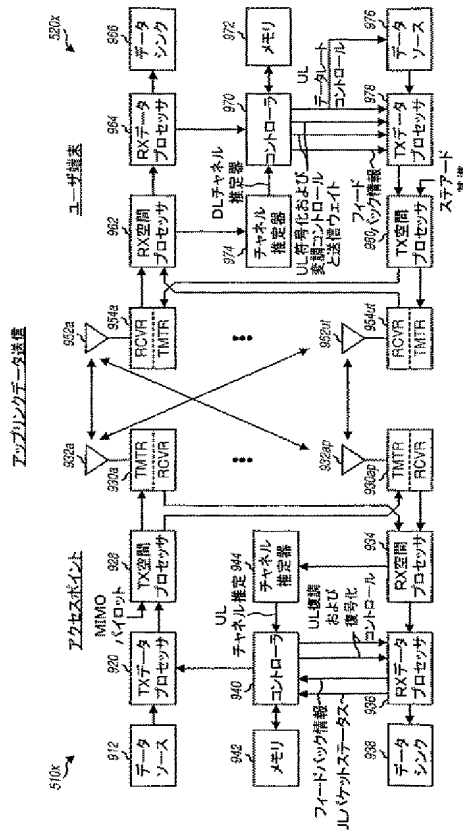
【図9A】



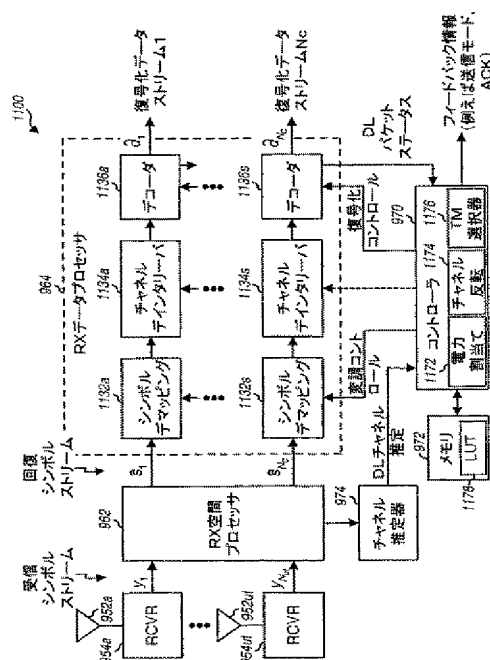
【図10】



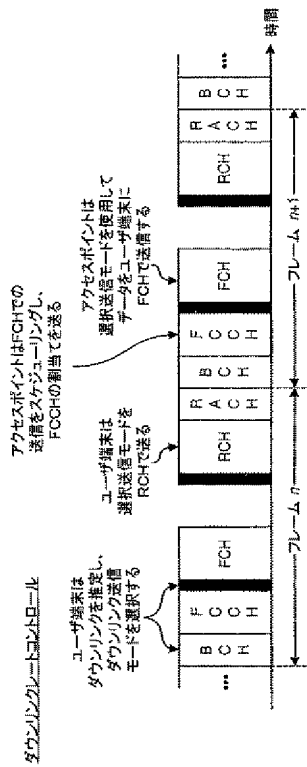
【図9B】



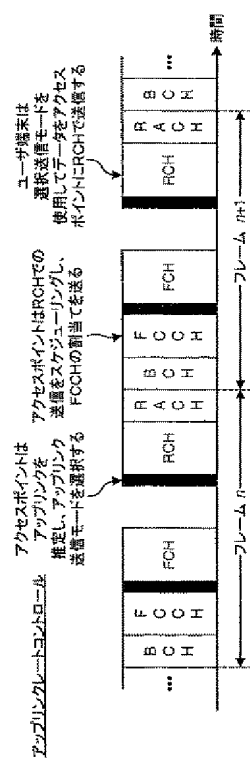
【図11】



【図12A】



【図12B】



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No PCT/US 03/34570		
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 7 H04L1/00 According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 7 H04L Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used) EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC, COMPENDEX		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	KOUSA M A ET AL: "MULTICHANNEL ADAPTIVE SYSTEM" IEE PROCEEDINGS I. SOLID- STATE & ELECTRON DEVICES, INSTITUTION OF ELECTRICAL ENGINEERS, STEVENAGE, GB, vol. 140, no. 5, PART 1, 1 October 1993 (1993-10-01), pages 357-364, XP000403498 ISSN: 0956-3776	1-11, 13-50
Y	section 2.2 figure 1	12,51-63
Y	US 2002/126803 A1 (JONSSON RAGNAR H ET AL) 12 September 2002 (2002-09-12) paragraphs '0103!-'0107!,'0112!,'0113! -/-	12,51-63
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C. <input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.		
* Special categories of cited documents: *A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance *E* earlier document but published on or after the international filing date *L* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means *P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed *T* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention *X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone *Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art. *Z* document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 8 June 2004		Date of mailing of the international search report 17/06/2004
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2260 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax (+31-70) 340-3016		Authorized officer Shigliotti, L

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.
PCT/US 03/34570

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	<p>EP 1 207 645 A (LUCENT TECHNOLOGIES INC) 22 May 2002 (2002-05-22)</p> <p>paragraphs '0001!', '0016!', '0020!'-'0022!', '0025!', '0030! claim 23 figures</p>	<p>1-3, 8, 24-30, 33, 34, 36-38, 41, 45, 47, 48, 50, 51</p>
X	<p>EP 0 991 221 A (LUCENT TECHNOLOGIES INC) 5 April 2000 (2000-04-05)</p> <p>paragraphs '0013!', '0027!', '0033! -----</p>	<p>1-3, 8, 24-30, 33, 34, 36-38, 41, 45, 47, 48, 50, 51</p>

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No
PCT/US 03/34570

Patent document cited in search report		Publication date		Patent family member(s)	Publication date
US 2002126803	A1	12-09-2002	EP	1360823 A1	12-11-2003
			WO	02063857 A1	15-08-2002
EP 1207645	A	22-05-2002	CA	2361886 A1	16-05-2002
			CN	1354610 A	19-06-2002
			EP	1207645 A1	22-05-2002
			JP	2002217752 A	02-08-2002
EP 0991221	A	05-04-2000	US	6292917 B1	18-09-2001
			CA	2279098 A1	30-03-2000
			EP	0991221 A2	05-04-2000
			JP	3504895 B2	08-03-2004
			JP	2000134179 A	12-05-2000

(81)指定国 AP(GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), EP(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW

(74)代理人 100075672

弁理士 峰 隆司

(74)代理人 100109830

弁理士 福原 淑弘

(74)代理人 100095441

弁理士 白根 俊郎

(74)代理人 100084618

弁理士 村松 貞男

(74)代理人 100103034

弁理士 野河 信久

(74)代理人 100092196

弁理士 橋本 良郎

(74)代理人 100100952

弁理士 風間 鉄也

(72)発明者 ワルトン、ジェイ．・ロドニー

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01741、カーリスル、ハイウッズ・レーン 85

(72)発明者 ウォーレス、マーク・エス．

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01730、ベッドフォード、マデル・レーン 4

(72)発明者 ケッチャム、ジョン・ダブリュ．

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01451、ハーバード、キャンドルベリー・レーン 37

(72)発明者 ハワード、スティーブン・ジェイ．

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01721、アシュランド、ヘリテージ・アベニュー 75

Fターム(参考) 5K014 AA01 CA06 DA06 FA01 FA12 GA01

5K034 AA02 DD01 EE11 MM08

5K067 AA13 BB21 CC02 CC04 CC08 DD17 DD23 DD25 DD27 DD43

DD51 EE02 EE10 GG01 GG08 GG11 HH22 HH23 LL11

(19) World Intellectual Property
Organization
International Bureau



(43) International Publication Date
6 May 2004 (06.05.2004)

PCT

(10) International Publication Number
WO 2004/038986 A2

(51) International Patent Classification⁷: **H04L 1/00**
(21) International Application Number:
PCT/US2003/034570

(22) International Filing Date: 24 October 2003 (24.10.2003)

(25) Filing Language: English

(26) Publication Language: English

(30) Priority Data:
60/421,309 25 October 2002 (25.10.2002) US
10/448,801 31 May 2003 (31.05.2003) US

(71) Applicant: **QUALCOMM INCORPORATED** [US/US];
5775 Morehouse Drive, San Diego, CA 92121 (US).

(72) Inventors: **WALTON, Jay, Rodney**; 85 Highwoods
Lane, Carlisle, MA 01741 (US). **WALLACE, Mark, S.**;
4 Madel Lane, Bedford, MA 01730 (US). **KETCHUM,**
John, W.; 37 Candleberry Lane, Harvard, MA 01451 (US).
HOWARD, Steven, J.; 75 Heritage Avenue, Ashland, MA
01721 (US).

(74) Agents: **WADSWORTH, Philip, R.** et al.; QUALCOMM
Incorporated, 5775 Morehouse Drive, San Diego, CA
92121 (US).

(81) Designated States (*national*): AE, AG, AL, AM, AT, AU,
AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU,
CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE,
GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR,
KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK,
MN, MW, MX, MZ, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT,
RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR,
TT, TZ, UA, UG, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

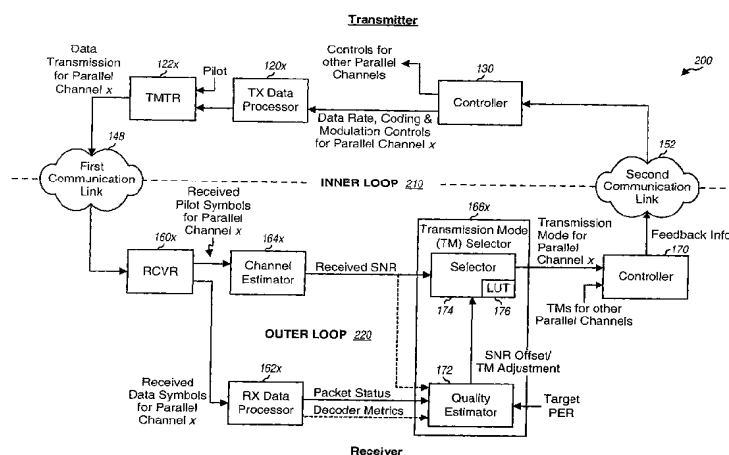
(84) Designated States (*regional*): ARIPO patent (GH, GM,
KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW),
Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM),
European patent (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE,
ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO,
SE, SI, SK, TR), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM,
GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Published:

— without international search report and to be republished
upon receipt of that report

For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guid-
ance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the begin-
ning of each regular issue of the PCT Gazette.

(54) Title: CLOSED-LOOP RATE CONTROL FOR A MULTI-CHANNEL COMMUNICATION SYSTEM



(57) Abstract: Closed-loop rate control for data transmission on multiple parallel channels is provided. An inner loop estimates the channel conditions for a communication link and selects a suitable data rate for each of the multiple parallel channels based on the channel estimates. For each parallel channel, a received SNR is computed based on the channel estimates, an operating SNR is computed based on the received SNR and an SNR offset for the parallel channel, and the data rate is selected based on the operating SNR for the parallel channel and a set of required SNRs for a set of data rates supported by the system. An outer loop estimates the quality of data transmissions received on the multiple parallel channels and adjusts the operation of the inner loop. For example, the SNR offset for each parallel channel is adjusted based on the status of packets received on that parallel channel.

CLOSED-LOOP RATE CONTROL FOR A MULTI-CHANNEL COMMUNICATION SYSTEM

BACKGROUND

I. Field

[1001] The present invention relates generally to data communication, and more specifically to techniques for performing rate control for data transmission on multiple parallel channels in a multi-channel communication system.

II. Background

[1002] A multi-channel communication system utilizes multiple “parallel channels” for data transmission. These parallel channels may be formed in the time domain, frequency domain, spatial domain, or a combination thereof. For example, the multiple parallel channels may be formed by different time slots in a time division multiplex (TDM) communication system, different frequency subbands in a frequency division multiplex (FDM) communication system, different disjoint sets of subbands in an orthogonal frequency division multiplex (OFDM) communication system, or different spatial channels in a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system. TDM, FDM, OFDM, and MIMO systems are described in further detail below.

[1003] The multiple parallel channels may experience different channel conditions (e.g., different fading, multipath, and interference effects) and may achieve different signal-to-noise ratios (SNRs). The SNR of a parallel channel determines its transmission capability, which is typically quantified by a particular data rate that may be reliably transmitted on the parallel channel. If the SNR varies from parallel channel to parallel channel, then the supported data rate would also vary from channel to channel. Moreover, since the channel conditions typically vary with time, the data rates supported by the multiple parallel channels also vary with time.

[1004] Rate control is a major challenge in a multi-channel communication system that experiences continually varying channel conditions. Rate control entails controlling the data rate of each of the multiple parallel channels based on the channel conditions. The goal of the rate control should be to maximize the overall throughput

on the multiple parallel channels while meeting certain quality objectives, which may be quantified by a particular packet error rate (PER) or some other criterion.

[1005] There is therefore a need in the art for techniques to effectively perform rate control for multiple parallel channels having varying SNRs.

SUMMARY

[1006] Techniques for performing closed-loop rate control for data transmission on multiple parallel channels are described herein. Closed-loop rate control may be achieved with one or multiple loops. An inner loop estimates the channel conditions for a communication link and selects a suitable data rate for each of the multiple parallel channels (e.g., to achieve high overall throughput). An outer loop (which is optional) estimates the quality of the data transmissions received on the multiple parallel channels and adjusts the operation of the inner loop.

[1007] For the inner loop, channel estimates are initially obtained for the multiple parallel channels (e.g., based on received pilot symbols). The channel estimates may include channel gain estimates for multiple subbands of each parallel channel, an estimate of the noise floor at the receiver, and so on. A suitable "transmission mode" is then selected for each parallel channel based on (1) the transmit power allocated to the parallel channel, (2) the channel estimates for the parallel channel, (3) an SNR offset provided by the outer loop for the parallel channel, and (4) other information provided by the outer loop. A transmission mode indicates, among other things, a specific data rate to use for a parallel channel. The SNR offset indicates the amount of back-off to use for the parallel channel and influences the selection of the transmission mode for the parallel channel. The other information from the outer loop may direct the inner loop to select a transmission mode with a data rate lower than that normally selected for the parallel channel, for example, if excessive packet errors are received for the parallel channel. The transmitter and receiver process data for each parallel channel in accordance with the transmission mode selected for that parallel channel.

[1008] For the outer loop, the receiver estimates the quality of the data transmissions received via the multiple parallel channels. For example, the receiver may determine the status of each received data packet (e.g., as good or bad, as described below), obtain decoder metrics for each data stream, estimate the received SNR for each parallel channel, and so on. The outer loop then adjusts the operation of the inner loop

for each parallel channel based on the estimated received quality for that parallel channel. For example, the outer loop may adjust the SNR offset for each parallel channel to achieve a target packet error rate (PER) for that parallel channel. The outer loop may also direct the inner loop to select a transmission mode with a lower data rate for a parallel channel if excessive packet errors are detected for that parallel channel.

[1009] Various aspects and embodiments of the invention are also described in further detail below.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

[1010] The features, nature, and advantages of the present invention will become more apparent from the detailed description set forth below when taken in conjunction with the drawings in which like reference characters identify correspondingly throughout and wherein:

[1011] FIG. 1 shows a transmitter and a receiver in a multi-channel communication system with closed-loop rate control for N_C parallel channels;

[1012] FIG. 2 shows a closed-loop rate control mechanism;

[1013] FIG. 3 shows an exemplary process to transmit N_C data streams on N_C parallel channels using N_C transmission modes selected with closed-loop rate control;

[1014] FIG. 4 shows an exemplary process for the outer loop;

[1015] FIG. 5 shows an exemplary TDD MIMO-OFDM system;

[1016] FIG. 6 shows a frame structure used in the TDD MIMO-OFDM system;

[1017] FIG. 7 shows a process for transmitting multiple data streams on multiple wideband eigenmodes on the downlink and uplink in the TDD MIMO-OFDM system;

[1018] FIG. 8 shows a process for selecting N_S transmission modes for N_S wideband eigenmodes;

[1019] FIGS. 9A and 9B show an access point and a terminal in the TDD MIMO-OFDM system for downlink and uplink transmission, respectively;

[1020] FIG. 10 shows a transmitter subsystem;

[1021] FIG. 11 shows a receiver subsystem; and

[1022] FIGS. 12A and 12B show exemplary timing diagrams for closed-loop rate control for the downlink and uplink, respectively.

DETAILED DESCRIPTION

[1023] The word “exemplary” is used herein to mean “serving as an example, instance, or illustration.” Any embodiment or design described herein as “exemplary” is not necessarily to be construed as preferred or advantageous over other embodiments or designs.

[1024] As used herein, “rate control” entails controlling the data rate of each of multiple parallel channels based on channel conditions. The data rate for each parallel channel is determined by the transmission mode selected for use for that parallel channel. Rate control may thus be achieved by controlling the transmission modes used for the multiple parallel channels.

[1025] **FIG. 1** shows a block diagram of a transmitter 110 and a receiver 150 in a multi-channel communication system 100 with closed-loop rate control for N_C parallel channels, where $N_C > 1$. The N_C parallel channels may be formed in various manners, as described below. For downlink transmission, transmitter 110 is an access point, receiver 150 is a user terminal, first communication link 148 is the downlink (i.e., forward link), and second communication link 152 is the uplink (i.e., reverse link). For uplink transmission, transmitter 110 is a user terminal, receiver 150 is an access point, and the first and second communication links are the uplink and downlink, respectively.

[1026] At transmitter 110, a transmit (TX) data processor 120 receives N_C data streams, one stream for each of the N_C parallel channels. Each parallel channel is associated with a specific transmission mode that indicates a set of transmission parameters to use for that parallel channel. A transmission mode may indicate (or may be associated with) a particular data rate, a particular coding scheme or code rate, a particular interleaving scheme, a particular modulation scheme, and so on, to use for data transmission. An exemplary set of transmission modes is given in Table 2 below. For each parallel channel, the data rate is indicated by a data rate control, the coding scheme is indicated by a coding control, and the modulation scheme is indicated by a modulation control. These controls are provided by a controller 130 and are generated based on the transmission mode selected for each parallel channel using feedback information obtained from receiver 150 and possibly other information (e.g., channel estimates) obtained by transmitter 110.

[1027] TX data processor 120 codes, interleaves, and modulates each data stream in accordance with the transmission mode selected for its parallel channel to provide a

corresponding stream of modulation symbols. TX data processor 120 provides N_C modulation symbol streams for the N_C data streams. A transmitter unit (TMTR) 122 then processes the N_C modulation symbol streams in a manner specified by the system. For example, transmitter unit 122 may perform OFDM processing for an OFDM system, spatial processing for a MIMO system, or both spatial and OFDM processing for a MIMO-OFDM system (which is a MIMO system that utilizes OFDM). A pilot is also transmitted to assist receiver 150 in performing a number of functions such as channel estimation, acquisition, frequency and timing synchronization, coherent demodulation, and so on. Transmitter unit 122 multiplexes pilot symbols with the modulation symbols for each parallel channel, processes the multiplexed symbols, and provides a modulated signal for each antenna used for data transmission. Each modulated signal is then transmitted via first communication link 148 to receiver 150. First communication link 148 distorts each modulated signal with a particular channel response and further degrades the modulated signal with (1) additive white Gaussian noise (AWGN) having a variance of N_0 and (2) possibly interference from other transmitters.

[1028] At receiver 150, the transmitted signal(s) are received by one or more receive antennas, and the received signal from each antenna is provided to a receiver unit (RCVR) 160. Receiver unit 160 conditions and digitizes each received signal to provide a corresponding stream of samples. Receiver unit 160 further processes the samples in a manner that is complementary to that performed by transmitter unit 122 to provide N_C streams of “recovered” symbols, which are estimates of the N_C streams of modulation symbols sent by transmitter 110.

[1029] A receive (RX) data processor 162 then processes the N_C recovered symbol streams in accordance with the N_C transmission modes selected for the N_C parallel channels to obtain N_C decoded data streams, which are estimates of the N_C data streams sent by transmitter 110. The processing by RX data processor 162 may include demodulation, deinterleaving, and decoding. RX data processor 162 may further provide the status of each received data packet and/or decoder metrics for each decoded data stream.

[1030] Receiver unit 160 also provides received pilot symbols for the N_C parallel channels to a channel estimator 164. Channel estimator 164 processes these received pilot symbols to obtain channel estimates for the N_C parallel channels. The channel

estimates may include, for example, channel gain estimates, noise variance N_0 estimate, and so on. The noise variance N_0 , which is the noise floor observed at receiver 150, includes channel noise, receiver circuitry noise, interference (i.e., cross-talk) from other transmitting entities, and so on.

[1031] A transmission mode (TM) selector 166 receives the channel estimates from channel estimator 164 and possibly packet status and/or decoder metrics from RX data processor 162. Transmission mode selector 166 computes an operating SNR for each of the N_C parallel channels based on the channel estimates and an SNR offset for that parallel channel. Transmission mode selector 166 then selects a suitable transmission mode for each parallel channel based on the operating SNR and outer loop information for the parallel channel. The transmission mode selection is described in detail below.

[1032] A controller 170 receives the N_C selected transmission modes, TM 1 through TM N_C , from transmission mode selector 166 and the packet status from RX data processor 162 (not shown). Controller 170 then assembles feedback information for transmitter 110. The feedback information may include the N_C selected transmission modes for the N_C parallel channels, acknowledgments (ACKs) and/or negative acknowledgments (NAKs) for received data packets, a pilot, and/or other information. The feedback information is then sent via second communication link 152 to transmitter 110. Transmitter 110 uses the feedback information to adjust the processing of the N_C data streams sent to receiver 150. For example, transmitter 110 may adjust the data rate, the coding scheme, the modulation scheme, or any combination thereof, for each of the N_C data streams sent on the N_C parallel channels to receiver 150. The feedback information is used to increase the efficiency of the system by allowing data to be transmitted at the best-known settings supported by first communication link 148.

[1033] In the embodiment shown in FIG. 1, the channel estimation and transmission mode selection are performed by receiver 150 and the N_C transmission modes selected for the N_C parallel channels are sent back to transmitter 110. In other embodiments, the channel estimation and transmission mode selection may be performed (1) by transmitter 110 based on feedback information obtained from receiver 150 and/or other information obtained by transmitter 110 or (2) jointly by both transmitter 110 and receiver 150.

[1034] FIG. 2 shows a block diagram of an embodiment of a closed-loop rate control mechanism 200, which includes an inner loop 210 that operates in conjunction

with an outer loop 220. For simplicity, the operation of inner loop 210 and outer loop 220 for only one parallel channel x is shown in FIG. 2. In general, the same processing may be performed independently for each of the N_C parallel channels.

[1035] For inner loop 210, channel estimator 164x estimates the channel conditions for parallel channel x and provides channel estimates (e.g., channel gain estimates and noise floor estimate). A selector 174 within transmission mode selector 166x computes a received SNR for parallel channel x based on (1) the channel estimates from channel estimator 164x and (2) an SNR offset and/or a transmission mode adjustment for parallel channel x from a quality estimator 172. For clarity, the received SNR is symbolically shown as being provided by channel estimator 164x to selector 174 in FIG. 2. Selector 174 then selects a transmission mode for parallel channel x based on the received information, as described below. The select transmission mode for parallel channel x is included in the feedback information sent by controller 170 to the transmitter. At the transmitter, controller 130 receives the selected transmission mode for parallel channel x and determines the data rate, coding, and modulation controls for parallel channel x . Data is then processed in accordance with these controls by TX data processor 120x, further multiplexed with pilot symbols and conditioned by transmitter unit 122x, and sent to the receiver. The channel estimation and transmission mode selection may be performed periodically, at scheduled times, whenever changes in the communication link are detected, only as necessary (e.g., prior to and during data transmission), or at other times.

[1036] Outer loop 220 estimates quality of the data transmission received on parallel channel x and adjusts the operation of inner loop 210 for parallel channel x . The received data symbols for parallel channel x are processed by RX data processor 162x, and the status of each received packet on parallel channel x and/or decoder metrics are provided to quality estimator 172. The decoder metrics may include a re-encoded symbol error rate (SER), a re-encoded power metric, a modified Yamamoto metric (for a convolutional decoder), minimum or average log-likelihood ratio (LLR) among bits in a decoded packet (for a Turbo decoder), and so on. The re-encoded SER is the error rate between the received symbols from receiver unit 160 and the re-encoded symbols obtained by processing (e.g., re-encoding, re-modulating, and so on) the decoded data from RX data processor 162. The modified Yamamoto metric is indicative of the confidence in the decoded data and is obtained based on the difference

between the selected (best) path through the trellis for the convolutional decoding and the next closest path through the trellis. The minimum or average LLR may also be used as an indication of the confidence of the decoded data. These decoder metrics, which are indicative of the quality of the data transmission received on parallel channel x , are known in the art.

[1037] Outer loop 220 can provide different types of information used to control the operation of inner loop 210. For example, outer loop 220 can provide an SNR offset for each parallel channel. The SNR offset is used in the computation of the operating SNR for the parallel channel, as described below. The operating SNR is then provided to a look-up table (LUT) 176 and used to select the transmission mode for the parallel channel. The SNR offset thus influences the selection of the transmission mode. Outer loop 220 can also provide a transmission mode adjustment for each parallel channel. This adjustment may direct inner loop 210 to select a transmission mode with a lower data rate for the parallel channel. The transmission mode adjustment directly impacts the selection of the transmission mode. The SNR offset and transmission mode adjustment are two mechanisms for controlling the operation of inner loop 210. Outer loop 220 may also be designed to provide other types of adjustments for inner loop 210. For simplicity, only the SNR offset and transmission mode adjustment are described below. Outer loop 220 may adjust the SNR offset and/or transmission mode in various manners, some of which are described below.

[1038] In a first embodiment, the SNR offset and/or transmission mode for each parallel channel are adjusted based on packet errors detected for the data stream received on that parallel channel. The data stream may be transmitted in packets, blocks, frames, or some other data units. (For simplicity, packet is used herein for the data unit.) Each packet may be coded with an error detection code (e.g., a cyclic redundancy check (CRC) code) that allows the receiver to determine whether the packet was decoded correctly or in error. Each parallel channel may be associated with a particular target packet error rate (PER) (e.g., 1% PER). Quality estimator 172 receives the status of each received packet and the target PER for parallel channel x and adjusts the SNR offset for parallel channel x accordingly. For example, the SNR offset for parallel channel x may be initialized to zero at the start of data transmission on parallel channel x . The SNR offset may thereafter be reduced by Δ_{DN} for each good packet and increased by Δ_{UP} for each bad packet, where Δ_{DN} and Δ_{UP} may be selected based on

the target PER and the desired response time for the outer loop. The SNR offset is typically a positive value or zero but may also be allowed to be a negative value (e.g., to account for a high initial estimate of the received SNR). Alternatively or additionally, quality estimator 172 may provide a directive to adjust the transmission mode for parallel channel x to the next lower data rate, for example, if a burst of packet errors is detected on parallel channel x . The SNR offset and/or transmission mode adjustment from quality estimator 172 are used by selector 174 to select the transmission mode for parallel channel x .

[1039] In a second embodiment, the SNR offset and/or transmission mode for each parallel channel are adjusted based on the decoder metrics for that parallel channel. The decoder metrics for each parallel channel can be used to estimate the quality of the data transmission received on that parallel channel. If a particular decoder metric for a given parallel channel is worse than a threshold selected for that metric, then the SNR offset and/or transmission mode for that parallel channel may be adjusted accordingly.

[1040] In a third embodiment, the SNR offset and/or transmission mode for each parallel channel are adjusted based on the received SNR and the required SNR for that parallel channel. The received SNR for each parallel channel may be determined based on the received pilot symbols for that parallel channel. The system may support a set of transmission modes (e.g., as shown in Table 2), and each supported transmission mode requires a different minimum SNR to achieve the target PER. Quality estimator 172 can determine an SNR margin for parallel channel x , which is the difference between the received SNR and the required SNR for parallel channel x . If the SNR margin for parallel channel x is a negative value, then the transmission mode for parallel channel x may be adjusted to the next lower data rate.

[1041] The third embodiment may also be used for a design whereby a packet is demultiplexed and transmitted across multiple parallel channels. If the packet is received in error, then it may not be possible to determine (just from the received packet) which one or ones of the parallel channels cause the packet to be received in error. If no other information is available, then it may be necessary to adjust the N_C SNR offsets and/or the N_C transmission modes for all N_C parallel channels, for example, so that the next lower data rate is used for each parallel channel. This may result in an excessive amount of reduction on the overall data rate. However, using the third embodiment, the parallel channel with the smallest SNR margin can be assumed to have

caused the packet error, and the transmission mode for this parallel channel can be adjusted to the next lower data rate.

[1042] The outer loop may also adjust the operation of the inner loop in other manners, and this is within the scope of the invention. In general, the outer loop operates at a rate that may be faster or slower than the rate of the inner loop. For example, the adjustment of the SNR offset by the outer loop may be dependent on many received packets. The outer loop can also adjust the data rate in between regularly scheduled inner loop calculations. Thus, depending on its specific design and manner of operation, the outer loop typically has more influence on the operation of the inner loop for longer data transmissions. For bursty transmissions, the outer loop may not have much or any influence on the operation of the inner loop.

[1043] FIG. 3 shows a flow diagram of a process 300 to transmit N_C data streams on N_C parallel channels using N_C transmission modes selected with closed-loop rate control. Process 300 may be implemented as shown in FIGS. 1 and 2. Initially, the receiver estimates the channel gains and the noise floor N_0 for the N_C parallel channels (step 312). The receiver then selects a transmission mode for each of the N_C parallel channels based on the channel gain estimates, the noise floor estimate, and outer loop information (if any) for that parallel channel (step 314). The outer loop information may include the SNR offset and/or transmission mode adjustment for each of the N_C parallel channels. The transmission mode selection is described below. The receiver sends the N_C selected transmission modes for the N_C parallel channels, as feedback information, to the transmitter (step 316).

[1044] The transmitter codes and modulates the N_C data streams in accordance with the N_C selected transmission modes (obtained from the receiver) to provide N_C modulation symbol streams (step 322). The transmitter then processes and transmits the N_C modulation symbol streams on the N_C parallel channels to the receiver (step 324).

[1045] The receiver processes the data transmissions received on the N_C parallel channels from the transmitter and obtains N_C recovered symbol streams (step 332). The receiver further processes the N_C recovered symbol streams in accordance with the N_C selected transmission modes to obtain N_C decoded data streams (step 334). The receiver also estimates the quality of the data transmission received on each of the N_C parallel channels, e.g., based on the packet status, decoder metrics, received SNRs, and so on (step 336). The receiver then provides outer loop information for each of the N_C parallel

channels based on the estimated quality for the data transmission received on that parallel channel (step 338). In FIG. 3, steps 312 through 324 may be considered as part of the inner loop, and steps 332 through 338 may be considered as part of the outer loop.

[1046] **FIG. 4** shows a flow diagram of a process 400 that may be performed for the outer loop. The status of data packets received on each of the N_C parallel channels is obtained and used to adjust the SNR offset and/or transmission mode for that parallel channel (step 412). Decoder metrics for each of the N_C parallel channels may also be obtained and used to adjust the SNR offset and/or transmission mode for that parallel channel (step 414). The received SNR for each of the N_C parallel channels may also be obtained for each parallel channel and used to compute the SNR margin for that parallel channel. The SNR margins for the N_C parallel channels may be used to adjust the transmission modes for the parallel channels if packet errors are detected (step 416). An outer loop may implement any one or any combination of the steps shown in FIG. 4, depending on its specific design.

[1047] The closed-loop rate control techniques described herein may be used for various types of multi-channel communication systems having multiple parallel channels that may be used for data transmission. For example, these techniques may be used for TDM systems, FDM systems, OFDM-based systems, MIMO systems, MIMO systems that utilize OFDM (i.e., MIMO-OFDM systems), and so on.

[1048] A TDM system may transmit data in frames, each of which may be of a particular time duration. Each frame may include multiple (N_{TS}) slots that may be assigned different slot indices. N_C parallel channels may be formed by the N_{TS} slots in each frame, where $N_C \leq N_{TS}$. Each of the N_C parallel channels may include one or multiple slots. The N_C channels are considered "parallel" even though they are not transmitted simultaneously.

[1049] An FDM system may transmit data in (N_{SB}) frequency subbands, which may be arbitrarily spaced. N_C parallel channels may be formed by the N_{SB} subbands, where $N_C \leq N_{SB}$. Each of the N_C parallel channels may include one or multiple subbands.

[1050] An OFDM system uses OFDM to effectively partition the overall system bandwidth into multiple (N_F) orthogonal subbands, which may also be referred to as tones, bins, and frequency channels. Each subband is associated with a respective carrier that may be modulated with data. N_C parallel channels may be formed by the N_F

subbands, where $N_C \leq N_F$. The N_C parallel channels are formed by N_C disjoint sets of one or more subbands. The N_C sets are disjoint in that each of the N_F subbands is assigned to only one set (and thus to one parallel channel), if at all. An OFDM system may be considered as a specific type of FDM system.

[1051] A MIMO system employs multiple (N_T) transmit antennas and multiple (N_R) receive antennas for data transmission, and is denoted as an (N_T, N_R) system. A MIMO channel formed by the N_T transmit and N_R receive antennas is composed of N_S spatial channels that may be used for data transmission, where $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$. The number of spatial channels is determined by a channel response matrix $\underline{\mathbf{H}}$ that describes the response between the N_T transmit and N_R receive antennas. For simplicity, the following description assumes that the channel response matrix $\underline{\mathbf{H}}$ is full rank. In this case, the number of spatial channels is given as $N_S = N_T \leq N_R$. N_C parallel channels may be formed by the N_S spatial channels, where $N_C \leq N_S$. Each of the N_C parallel channels may include one or multiple spatial channels.

[1052] A MIMO-OFDM system has N_S spatial channels for each of N_F subbands. N_C parallel channels may be formed by the N_S spatial channels of each of the N_F subbands, where $N_C \leq N_F \cdot N_S$. Each of the N_C parallel channels may include one or multiple spatial channels of one or multiple subbands (i.e., any combination of spatial channels and subbands). For MIMO and MIMO-OFDM systems, N_C parallel channels may also be formed by the N_T transmit antennas, where $N_C \leq N_T$. Each of the N_C parallel channels may be associated with one or multiple transmit antennas for data transmission.

[1053] For MIMO and MIMO-OFDM systems, data may be transmitted on the N_S spatial channels in various manners. For a partial channel state information (partial-CSI) MIMO system, data is transmitted on the N_S spatial channels without any spatial processing at the transmitter and with spatial processing at the receiver. For a full-CSI MIMO system, data is transmitted on the N_S spatial channels with spatial processing at both the transmitter and the receiver. For the full-CSI MIMO system, eigenvalue decomposition or singular value decomposition may be performed on the channel response matrix $\underline{\mathbf{H}}$ to obtain N_S "eigenmodes" of the MIMO channel. Data is transmitted on the N_S eigenmodes, which are orthogonalized spatial channels.

[1054] The closed-loop rate control techniques described herein may be used for time division duplex (TDD) systems as well as frequency division duplex (FDD) systems. For a TDD system, the downlink and uplink share the same frequency band and are likely to observe similar fading and multipath effects. Thus, the channel response for each link may be estimated based on a pilot received on either that link or the other link. For an FDD system, the downlink and uplink use different frequency bands and are likely to observe different fading and multipath effects. The channel response for each link may be estimated based on a pilot received on that link.

[1055] The closed-loop rate control techniques may be used for both partial-CSI and full-CSI MIMO systems. These techniques may also be used for the downlink as well as the uplink.

[1056] The closed-loop rate control techniques are now described in detail for an exemplary multi-channel communication system, which is a full-CSI TDD MIMO-OFDM system. For simplicity, in the following description, the term “eigenmode” and “wideband eigenmode” are used to denote the case where an attempt is made to orthogonalize the spatial channels, even though it may not be fully successful due to, for example, an imperfect channel estimate.

I. TDD MIMO-OFDM System

[1057] FIG. 5 shows an exemplary TDD MIMO-OFDM system 500 with a number of access points (APs) 510 that support communication for a number of user terminals (UTs) 520. For simplicity, only two access points 510a and 510b are shown in FIG. 5. An access point may also be referred to as a base station, a base transceiver system, a Node B, or some other terminology. A user terminal may be fixed or mobile, and may also be referred to as an access terminal, a mobile station, a user equipment (UE), a wireless device, or some other terminology. Each user terminal may communicate with one or possibly multiple access points on the downlink and/or the uplink at any given moment. A system controller 530 couples to access points 510 and provides coordination and control for these access points.

[1058] FIG. 6 shows an exemplary frame structure 600 that may be used in TDD MIMO-OFDM system 500. Data transmission occurs in units of TDD frames, each of which spans a particular time duration (e.g., 2 msec). Each TDD frame is partitioned into a downlink phase and an uplink phase, and each phase is further partitioned into

multiple segments for multiple transport channels. In the embodiment shown in FIG. 6, the downlink transport channels include a broadcast channel (BCH), a forward control channel (FCCH), and a forward channel (FCH), and the uplink transport channels include a reverse channel (RCH) and a random access channel (RACH).

[1059] In the downlink phase, a BCH segment 610 is used to transmit one BCH protocol data unit (PDU) 612, which includes a beacon pilot 614, a MIMO pilot 616, and a BCH message 618. The beacon pilot is a pilot transmitted from all antennas and is used for timing and frequency acquisition. The MIMO pilot is a pilot transmitted from all antennas but with a different orthogonal code for each antenna in order to allow the user terminals to individually identify the antennas. The MIMO pilot is used for channel estimation. The BCH message carries system parameters for the user terminals. An FCCH segment 620 is used to transmit one FCCH PDU, which carries assignments for downlink and uplink resources (e.g., the selected transmission modes for the downlink and uplink) and other signaling for the user terminals. An FCH segment 630 is used to transmit one or more FCH PDUs 632 on the downlink. Different types of FCH PDU may be defined. For example, an FCH PDU 632a includes a steered reference 634a and a data packet 636a, and an FCH PDU 632b includes only a data packet 636b. The steered reference is a pilot that is transmitted on a specific wideband eigenmode (as described below) and is used for channel estimation.

[1060] In the uplink phase, an RCH segment 640 is used to transmit one or more RCH PDUs 642 on the uplink. Different types of RCH PDU may also be defined. For example, an RCH PDU 642a includes only a data packet 646a, and an RCH PDU 642b includes a steered reference 644b and a data packet 646b. An RACH segment 650 is used by the user terminals to gain access to the system and to send short messages on the uplink. An RACH PDU 652 may be sent in RACH segment 650 and includes a pilot (e.g., steered reference) 654 and a message 656.

[1061] FIG. 6 shows an exemplary frame structure for a TDD system. Other frame structures may also be used, and this is within the scope of the invention.

1. Spatial Processing

[1062] For a MIMO-OFDM system, the channel response between an access point and a user terminal may be characterized by a set of channel response matrices, $\underline{\mathbf{H}}(k)$ for $k \in K$, where K represents the set of all subbands of interest (e.g., $K = \{1, \dots, N_F\}$).

For a TDD MIMO-OFDM system with a shared frequency band, the downlink and uplink channel responses may be assumed to be reciprocal of one another. That is, if $\underline{\mathbf{H}}(k)$ represents a channel response matrix from antenna array A to antenna array B for subband k , then a reciprocal channel implies that the coupling from array B to array A is given by $\underline{\mathbf{H}}^T(k)$, where $\underline{\mathbf{A}}^T$ denotes the transpose of $\underline{\mathbf{A}}$.

[1063] However, the frequency responses of the transmit and receive chains at the access point are typically different from the frequency responses of the transmit and receive chains at the user terminal. Calibration may be performed to obtain correction matrices used to account for differences in the frequency responses. With these correction matrices, the “calibrated” downlink channel response, $\underline{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}(k)$, observed by the user terminal is the transpose of the “calibrated” uplink channel response, $\underline{\mathbf{H}}_{\text{cup}}(k)$, observed by the access point, i.e., $\underline{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}(k) = \underline{\mathbf{H}}_{\text{cup}}^T(k)$, for $k \in K$. For simplicity, the following description assumes that the downlink and uplink channel responses are calibrated and reciprocal of one another.

[1064] On the downlink, a MIMO pilot may be transmitted by the access point (e.g., in BCH segment 610) and used by the user terminal to obtain an estimate of the calibrated downlink channel response, $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cdn}}(k)$, for $k \in K$. The user terminal may estimate the calibrated uplink channel response as $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cup}}(k) = \hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cdn}}^T(k)$. The user terminal may perform singular value decomposition of $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cup}}(k)$, for each subband k , as follows:

$$\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cup}}(k) = \hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}(k) \hat{\underline{\Sigma}}(k) \hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}^H(k) \quad , \text{ for } k \in K, \quad \text{Eq (1)}$$

where $\hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}(k)$ is an $(N_{\text{ap}} \times N_{\text{ap}})$ unitary matrix of left eigenvectors of $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cup}}(k)$;

$\hat{\underline{\Sigma}}(k)$ is an $(N_{\text{ap}} \times N_{\text{ut}})$ diagonal matrix of singular values of $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cup}}(k)$;

$\hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}(k)$ is an $(N_{\text{ut}} \times N_{\text{ut}})$ unitary matrix of right eigenvectors of $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cup}}(k)$;

$\underline{\mathbf{A}}^H$ is the conjugate transpose of $\underline{\mathbf{A}}$;

N_{ap} is the number of antennas at the access point; and

N_{ut} is the number of antennas at the user terminal.

[1065] Similarly, the singular value decomposition of $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cdn}}(k)$ may be expressed as:

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}(k) = \hat{\mathbf{V}}_{\text{ut}}^*(k) \hat{\Sigma}(k) \hat{\mathbf{U}}_{\text{ap}}^T(k) \quad , \text{ for } k \in K \quad , \quad \text{Eq (2)}$$

where $\hat{\mathbf{V}}_{\text{ut}}^*(k)$ and $\hat{\mathbf{U}}_{\text{ap}}^*(k)$ are unitary matrices of left and right eigenvectors, respectively, of $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}(k)$ and “*” denotes the complex conjugate. Singular value decomposition is described by Gilbert Strang in a book entitled “Linear Algebra and Its Applications,” Second Edition, Academic Press, 1980.

[1066] As shown in equations (1) and (2), the matrices of left and right eigenvectors for one link are the complex conjugate of the matrices of right and left eigenvectors, respectively, for the other link. The matrices $\hat{\mathbf{U}}_{\text{ap}}(k)$ and $\hat{\mathbf{V}}_{\text{ut}}(k)$ may be used by the access point and the user terminal, respectively, for spatial processing and are denoted as such by their subscripts. The matrix $\hat{\Sigma}(k)$ includes singular value estimates that represent the gains for the spatial channels (or eigenmodes) of the channel response matrix $\mathbf{H}(k)$ for each subband k .

[1067] Singular value decomposition may be performed independently for the channel response matrix $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cup}}(k)$ for each subband k to determine the N_s eigenmodes of that subband. The singular value estimates for each diagonal matrix $\hat{\Sigma}(k)$ may be ordered such that $\{\hat{\sigma}_1(k) \geq \hat{\sigma}_2(k) \geq \dots \geq \hat{\sigma}_{N_s}(k)\}$, where $\hat{\sigma}_1(k)$ is the largest singular value estimate and $\hat{\sigma}_{N_s}(k)$ is the smallest singular value estimate for subband k . When the singular value estimates for each diagonal matrix $\hat{\Sigma}(k)$ are ordered, the eigenvectors (or columns) of the associated matrices $\hat{\mathbf{U}}(k)$ and $\hat{\mathbf{V}}(k)$ are also ordered correspondingly. A “wideband eigenmode” may be defined as the set of same-order eigenmodes of all subbands after the ordering. Thus, the m -th wideband eigenmode includes the m -th eigenmodes of all subbands. The “principal” wideband eigenmode is the one associated with the largest singular value estimate in the matrix $\hat{\Sigma}(k)$ for each of the subbands. N_s parallel channels may be formed by the N_s wideband eigenmodes.

[1068] The user terminal may transmit a steered reference on the uplink (e.g., in RCH segment 640 or RACH segment 650 in FIG. 6). The uplink steered reference for wideband eigenmode m may be expressed as:

$$\mathbf{x}_{\text{up, sr}, m}(k) = \hat{\mathbf{V}}_{\text{ut}, m}(k) p(k) \quad , \text{ for } k \in K \quad , \quad \text{Eq (3)}$$

where $\underline{\mathbf{x}}_{\text{up},\text{sr},m}(k)$ is a vector of N_{ut} symbols sent from N_{ut} user terminal antennas for subband k of wideband eigenmode m for the steered reference;

$\hat{\underline{\mathbf{v}}}_{\text{ut},m}(k)$ is the m -th column of the matrix $\hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}(k)$ for subband k , where

$$\hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}(k) = [\hat{\underline{\mathbf{v}}}_{\text{ut},1}(k) \ \hat{\underline{\mathbf{v}}}_{\text{ut},2}(k) \ \dots \ \hat{\underline{\mathbf{v}}}_{\text{ut},N_{\text{ut}}}(k)] ; \text{ and}$$

$p(k)$ is the pilot symbol sent on subband k .

The steered reference for all N_S wideband eigenmodes may be transmitted in N_S OFDM symbol periods, or fewer than N_S OFDM symbol periods using subband multiplexing. The steered reference for each wideband eigenmode may also be transmitted over multiple OFDM symbol periods.

[1069] The received uplink steered reference at the access point may be expressed as:

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{r}}_{\text{up},\text{sr},m}(k) &= \underline{\mathbf{H}}_{\text{cup}}(k) \hat{\underline{\mathbf{v}}}_{\text{ut},m}(k) p(k) + \underline{\mathbf{n}}_{\text{up}}(k) \\ &\approx \hat{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap},m}(k) \hat{\sigma}_m(k) p(k) + \underline{\mathbf{n}}_{\text{up}}(k) \end{aligned} \quad , \text{ for } k \in K, \quad \text{Eq (4)}$$

where $\underline{\mathbf{r}}_{\text{up},\text{sr},m}(k)$ is a vector of N_{ap} symbols received on N_{ap} access point antennas for subband k of wideband eigenmode m for the steered reference;

$\hat{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap},m}(k)$ is the m -th column of the matrix $\hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}(k)$ for subband k , where

$$\hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}(k) = [\hat{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap},1}(k) \ \hat{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap},2}(k) \ \dots \ \hat{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap},N_{\text{ap}}}(k)] ;$$

$\hat{\sigma}_m(k)$ is the singular value estimate for subband k of wideband eigenmode m ,

i.e., the m -th diagonal element of the matrix $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$; and

$\underline{\mathbf{n}}_{\text{up}}(k)$ is additive white Gaussian noise (AWGN) for subband k on the uplink.

[1070] As shown in equation (4), at the access point, the received steered reference (in the absence of noise) is approximately $\hat{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap},m}(k) \hat{\sigma}_m(k) p(k)$. The access point can thus obtain estimates of both $\hat{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap},m}(k)$ and $\hat{\sigma}_m(k)$ for each subband k based on the received steered reference for that subband. The estimate of $\hat{\sigma}_m(k)$ for subband k of wideband eigenmode m , $\hat{\hat{\sigma}}_m(k)$, may be expressed as:

$$\hat{\hat{\sigma}}_m(k) = \|\underline{\mathbf{r}}_{\text{up},\text{sr},m}(k)\|^2 = \sum_{i=1}^{N_{\text{ap}}} |r_{\text{up},\text{sr},m,i}(k)|^2, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M, \quad \text{Eq (5)}$$

where $\|\underline{\mathbf{a}}\|$ denotes the 2-norm of $\underline{\mathbf{a}}$;

$r_{\text{up},\text{sr},m,i}(k)$ is the i -th element of the vector $\underline{\mathbf{r}}_{\text{up},\text{sr},m}(k)$; and

M represents the set of all wideband eigenmodes of interest, e.g., $M = \{1, \dots, N_s\}$.

[1071] The estimate of $\hat{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap},m}(k)$ for subband k of wideband eigenmode m , $\hat{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap},m}(k)$, may be expressed as:

$$\hat{\hat{\underline{\mathbf{u}}}}_{\text{ap},m}(k) = \underline{\mathbf{r}}_{\text{up},\text{sr},m}(k) / \hat{\hat{\sigma}}_m(k), \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M. \quad \text{Eq (6)}$$

The double hat for $\hat{\hat{\underline{\mathbf{u}}}}_{\text{ap},m}(k)$ and $\hat{\hat{\sigma}}_m(k)$ indicates that these are estimates of estimates, i.e., estimates obtained by the access point for the estimates $\hat{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap},m}(k)$ and $\hat{\sigma}_m(k)$ obtained by the user terminal. If the steered reference for each wideband eigenmode is transmitted over multiple OFDM symbol periods, then the access point can average the received steered reference for each wideband eigenmode to obtain more accurate estimates of $\hat{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap},m}(k)$ and $\hat{\sigma}_m(k)$.

[1072] Table 1 summarizes the spatial processing at the access point and the user terminal for data transmission and reception on multiple wideband eigenmodes.

Table 1

	Downlink	Uplink
Access Point	Transmit : $\underline{\mathbf{x}}_{\text{dn}}(k) = \hat{\hat{\underline{\mathbf{U}}}}_{\text{ap}}^*(k) \underline{\mathbf{s}}_{\text{dn}}(k)$	Receive : $\hat{\hat{\underline{\mathbf{s}}}}_{\text{up}}(k) = \hat{\hat{\underline{\Sigma}}}^{-1}(k) \hat{\hat{\underline{\mathbf{U}}}}_{\text{ap}}^H(k) \underline{\mathbf{r}}_{\text{up}}(k)$
User Terminal	Receive : $\hat{\hat{\underline{\mathbf{s}}}}_{\text{dn}}(k) = \hat{\hat{\underline{\Sigma}}}^{-1}(k) \hat{\hat{\underline{\mathbf{V}}}}_{\text{ut}}^T(k) \underline{\mathbf{r}}_{\text{dn}}(k)$	Transmit : $\underline{\mathbf{x}}_{\text{up}}(k) = \hat{\hat{\underline{\mathbf{V}}}}_{\text{ut}}(k) \underline{\mathbf{s}}_{\text{up}}(k)$

In Table 1, $\underline{\mathbf{s}}(k)$ is a “data” vector of modulation symbols (obtained from the symbol mapping at the transmitter), $\underline{\mathbf{x}}(k)$ is a “transmit” vector of transmit symbols (obtained after spatial processing at the transmitter), $\underline{\mathbf{r}}(k)$ is a “received” vector of received symbols (obtained after OFDM processing at the receiver), and $\hat{\hat{\underline{\mathbf{s}}}}(k)$ is an estimate of

the vector $\underline{s}(k)$ (obtained after spatial processing at the receiver), where all of the vectors are for subband k . The subscripts “dn” and “up” for these vectors denote downlink and uplink, respectively. In Table 1, $\underline{\Sigma}^{-1}(k)$ is a diagonal matrix defined as $\underline{\Sigma}^{-1}(k) = \text{diag} (1/\sigma_1(k) \ 1/\sigma_2(k) \ \dots \ 1/\sigma_{N_s}(k))$.

[1073] The steered reference may be transmitted for one wideband eigenmode at a time by the user terminal or may be transmitted for multiple wideband eigenmodes simultaneously using an orthogonal basis (e.g., Walsh codes). The steered reference for each wideband eigenmode may be used by the access point to obtain $\hat{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap},m}(k)$, for $k \in K$, for that wideband eigenmode. If the N_s vectors $\hat{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap},m}(k)$ of the matrix $\hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}(k)$ are obtained individually (and over different OFDM symbol periods) for the N_s eigenmodes of each subband, then, due to noise and other sources of degradation in the wireless link, the N_s vectors $\hat{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap},m}(k)$ of the matrix $\hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}(k)$ for each subband k are not likely to be orthogonal to one another. In this case, the N_s vectors of the matrix $\hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}(k)$ for each subband k may be orthogonalized using QR factorization, polar decomposition, or some other techniques.

[1074] At the access point, a received SNR estimate for subband k of wideband eigenmode m , $\gamma_{\text{ap},m}(k)$, may be expressed as:

$$\gamma_{\text{ap},m}(k) = \frac{P_{\text{up},m}(k) \cdot \hat{\sigma}_m^2(k)}{N_{0,\text{ap}}} , \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M , \quad \text{Eq (7)}$$

where $P_{\text{up},m}(k)$ is the transmit power used by the user terminal for subband k of wideband eigenmode m on the uplink; and

$N_{0,\text{ap}}$ is the noise floor at the access point.

[1075] At the user terminal, a received SNR estimate for subband k of wideband eigenmode m , $\gamma_{\text{ut},m}(k)$, may be expressed as:

$$\gamma_{\text{ut},m}(k) = \frac{P_{\text{dn},m}(k) \cdot \hat{\sigma}_m^2(k)}{N_{0,\text{ut}}} , \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M , \quad \text{Eq (8)}$$

where $P_{\text{dn},m}(k)$ is the transmit power used by the access point for subband k of wideband eigenmode m on the downlink; and

$N_{0,\text{ut}}$ is the noise floor at the user terminal.

As shown in equations (7) and (8), the received SNR for each subband of each wideband eigenmode, $\gamma_m(k)$, is dependent on the channel gain (which is $\hat{\sigma}_m(k)$ or $\hat{\hat{\sigma}}_m(k)$), the receiver noise floor N_0 , and the transmit power $P_m(k)$. The received SNR may be different for different subbands and eigenmodes.

[1076] FIG. 7 shows a flow diagram of a process 700 for transmitting multiple data streams on multiple wideband eigenmodes on the downlink and uplink in the exemplary TDD MIMO-OFDM system. Process 700 assumes that calibration has already been performed and that the downlink and uplink channel responses are transpose of one another, i.e., $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cup}}(k) \approx \hat{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}^T(k)$. For process 700, channel estimation is performed in block 710, transmission mode selection is performed in block 730, and data transmission/reception is performed in block 760.

[1077] For channel estimation, the access point transmits a MIMO pilot on the downlink (e.g., on the BCH) (step 712). The user terminal receives and processes the MIMO pilot to obtain an estimate of the calibrated downlink channel response, $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}(k)$, for $k \in K$ (step 714). The user terminal then estimates the calibrated uplink channel response as $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cup}}(k) = \hat{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}^T(k)$ and performs singular value decomposition (SVD) of $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cup}}(k)$ to obtain the matrices $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$ and $\hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}(k)$, for $k \in K$, as shown in equation (1) (step 716). The user terminal then transmits an uplink steered reference (e.g., on the RACH or the RCH) using the matrices $\hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}(k)$, for $k \in K$, as shown in equation (3) (step 718). The access point receives and processes the uplink steered reference to obtain the matrices $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$ and $\hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}(k)$, for $k \in K$, as described above (step 720).

[1078] For downlink data transmission, the user terminal selects a transmission mode (with the highest supported data rate) for each wideband eigenmode on the downlink based on the diagonal matrix $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$, the noise floor $N_{0,\text{ut}}$ at the user terminal, and downlink outer loop information (e.g., SNR offsets and/or transmission mode adjustments for the downlink) (step 740). The transmission mode selection is described

below. The user terminal then sends feedback information, which includes the N_S transmission modes selected by the user terminal for the downlink and may further include the noise floor $N_{0,ut}$ at the user terminal (step 742). (The steered reference transmitted in step 718 may also be viewed as feedback information sent by the user terminal.)

[1079] For uplink data transmission, the access point selects N_S transmission modes for the N_S wideband eigenmodes on the uplink based on the diagonal matrix $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$, the noise floor $N_{0,ap}$ at the access point, and uplink outer loop information (e.g., SNR offsets and/or transmission mode adjustments for the uplink) (step 750). The access point further selects the N_S transmission modes for the N_S wideband eigenmodes on the downlink based on the feedback information received from the user terminal (step 752). The access point then sends the selected transmission modes for both the downlink and uplink (e.g., on the FCCH) (step 754). The user terminal receives the selected transmission modes for both links (step 756).

[1080] For downlink data transmission, the access point (1) codes and modulates the data for each downlink wideband eigenmode in accordance with the transmission mode selected for that wideband eigenmode, (2) spatially processes the data vector $\underline{s}_{dn}(k)$ with the matrix $\hat{\underline{U}}_{ap}^*(k)$, as shown in Table 1, to obtain the transmit vector $\underline{x}_{dn}(k)$, for $k \in K$, and (3) transmits the vector $\underline{x}_{dn}(k)$ on the downlink (step 762). The user terminal (1) receives the downlink transmission, (2) performs matched filtering on the received vector $\underline{r}_{dn}(k)$ with $\hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k)\hat{\underline{V}}_{ut}^T(k)$, as also shown in Table 1, to obtain the vector $\hat{\underline{s}}_{dn}(k)$, for $k \in K$, and (3) demodulates and decodes the recovered symbols in accordance with the transmission mode selected for each downlink wideband eigenmode (step 764).

[1081] For uplink data transmission, the user terminal (1) codes and modulates the data for each uplink wideband eigenmode in accordance with the transmission mode selected for that wideband eigenmode, (2) spatially processes the data vector $\underline{s}_{up}(k)$ with the matrix $\hat{\underline{V}}_{ut}(k)$ to obtain the transmit vector $\underline{x}_{up}(k)$, for $k \in K$, and (3) transmits the vector $\underline{x}_{up}(k)$ on the uplink (step 772). The access point (1) receives the uplink transmission, (2) performs matched filtering on the received vector $\underline{r}_{up}(k)$ with

$\hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k)\hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}^H(k)$ to obtain the vector $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{\text{up}}(k)$, and (3) demodulates and decodes the recovered symbols in accordance with the transmission mode selected for each uplink wideband eigenmode (step 774). For simplicity, the closed-loop operation and the transmission mode adjustment by the outer loop are not shown in FIG. 7.

[1082] FIG. 7 shows a specific embodiment of a process that may be used for downlink and uplink data transmission in the exemplary TDD MIMO-OFDM system. Other processes may also be implemented whereby the channel estimation, transmission mode selection, and/or data transmission/reception may be performed in some other manners.

2. Transmission Mode Selection

[1083] FIG. 8 shows a flow diagram of a process 800 for selecting N_S transmission modes for the N_S wideband eigenmodes. Process 800 may be used for steps 740 and 750 in FIG. 7. Initially, the total transmit power, P_{total} , available at the transmitter for data transmission is distributed to the N_S wideband eigenmodes based on a power distribution scheme (step 812). The transmit power P_m allocated to each wideband eigenmode is then distributed to the N_F subbands of that wideband eigenmode based on the same or a different power distribution scheme (step 814). The power distribution across the N_S wideband eigenmodes and the power distribution across the N_F subbands of each wideband eigenmode may be performed as described below.

[1084] An operating SNR for each wideband eigenmode, $\gamma_{\text{op},m}$, is computed based on (1) the allocated transmit powers $P_m(k)$ and the channel gains $\sigma_m(k)$ for the subbands of that wideband eigenmode, (2) the noise floor N_0 at the receiver, and (3) the SNR offset for that wideband eigenmode (step 816). The computation of the operating SNR is described below. A suitable transmission mode q_m is then selected for each wideband eigenmode based on the operating SNR for that wideband eigenmode and a look-up table (step 818). Excess power for each wideband eigenmode is determined, and the total excess power for all wideband eigenmodes is redistributed to one or more wideband eigenmodes to improve performance (step 820). The transmission mode for each wideband eigenmode may be adjusted (e.g., to the next lower data rate) if directed by outer loop information (step 822). Each of the steps in FIG. 8 is described in detail below.

A. Power Distribution Across Wideband Eigenmodes

[1085] For step 812 in FIG. 8, the total transmit power, P_{total} , may be distributed to the N_S wideband eigenmodes using various schemes. Some of these power distribution schemes are described below.

[1086] In a uniform power distribution scheme, the total transmit power, P_{total} , is distributed uniformly across the N_S wideband eigenmodes such that they are all allocated equal power. The transmit power P_m allocated to each wideband eigenmode m may be expressed as:

$$P_m = \frac{P_{\text{total}}}{N_S} , \text{ for } m \in M . \quad \text{Eq (9)}$$

[1087] In a water-filling power distribution scheme, the total transmit power, P_{total} , is distributed to the N_S wideband eigenmodes based on a “water-filling” or “water-pouring” procedure. The water-filling procedure distributes the total transmit power, P_{total} , across the N_S wideband eigenmodes such that the overall spectral efficiency is maximized. Water-filling is described by Robert G. Gallager in “Information Theory and Reliable Communication,” John Wiley and Sons, 1968. The water-filling for the N_S wideband eigenmodes may be performed in various manners, some of which are described below.

[1088] In a first embodiment, the total transmit power, P_{total} , is initially distributed to the $N_S N_F$ subbands/eigenmodes using water-filling and based on their received SNRs, $\gamma_m(k)$, for $k \in K$ and $m \in M$. The received SNR, $\gamma_m(k)$, may be computed as shown in equation (7) or (8) with the assumption of P_{total} being uniformly distributed across the $N_S N_F$ subbands/eigenmodes. The result of this power distribution is an initial transmit power, $P'_m(k)$, for each subband/eigenmode. The transmit power P_m allocated to each wideband eigenmode is then obtained by summing the initial transmit powers, $P'_m(k)$, allocated to the N_F subbands of that wideband eigenmode, as follows:

$$P_m = \sum_{k=1}^{N_F} P'_m(k) , \text{ for } m \in M . \quad \text{Eq (10)}$$

[1089] In a second embodiment, the total transmit power, P_{total} , is distributed to the N_S wideband eigenmodes based on the average SNRs computed for these wideband eigenmodes. Initially, the average SNR, $\gamma_{\text{avg}, m}$, is computed for each wideband eigenmode m based on the received SNRs for the N_F subbands of that wideband eigenmode, as follows:

$$\gamma_{\text{avg}, m} = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \gamma_m(k) , \quad \text{Eq (11)}$$

where $\gamma_m(k)$ is computed as described above for the first embodiment. Water-filling is then performed to distribute the total transmit power, P_{total} , across the N_S wideband eigenmodes based on their average SNRs, $\gamma_{\text{avg}, m}$, for $m \in M$.

[1090] In a third embodiment, the total transmit power, P_{total} , is distributed to the N_S wideband eigenmodes based on the average SNRs for these wideband eigenmodes after channel inversion is applied for each wideband eigenmode. For this embodiment, the total transmit power, P_{total} , is first distributed uniformly to the N_S wideband eigenmodes. Channel inversion is then performed (as described below) independently for each wideband eigenmode to determine an initial power allocation, $P_m''(k)$, for each subband of that wideband eigenmode. After the channel inversion, the received SNR is the same across all subbands of each wideband eigenmode. The average SNR for each wideband eigenmode is then equal to the received SNR for any one of the subbands of that wideband eigenmode. The received SNR, $\gamma_m''(k)$, for one subband of each wideband eigenmode can be determined based on the initial power allocation, $P_m''(k)$, as shown in equation (7) or (8). The total transmit power, P_{total} , is then distributed to the N_S wideband eigenmodes using water-filling and based on their average SNRs, $\gamma_{\text{avg}, m}''$, for $m \in M$.

[1091] Other schemes may also be used to distribute the total transmit power to the N_S wideband eigenmodes, and this is within the scope of the invention.

B. Power Allocation Across Subbands in Each Wideband Eigenmode

[1092] For step 814 in FIG. 8, the transmit power allocated to each wideband eigenmode, P_m , may be distributed to the N_F subbands of that wideband eigenmode using various schemes. Some of these power distribution schemes are described below.

[1093] In a uniform power distribution scheme, the transmit power for each wideband eigenmode, P_m , is distributed uniformly across the N_F subbands such that they are all allocated equal power. The transmit power $P_m(k)$ allocated to each subband may be expressed as:

$$P_m(k) = \frac{P_m}{N_F}, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M. \quad \text{Eq (12)}$$

For the uniform power distribution scheme, the received SNRs for the N_F subbands of each wideband eigenmode are likely to vary across the subbands.

[1094] In a channel inversion scheme, the transmit power for each wideband eigenmode, P_m , is distributed non-uniformly across the N_F subbands such that they achieve similar received SNRs at the receiver. In the following description, $\sigma_m(k)$ denotes the estimated channel gain, which is equal to $\hat{\sigma}_m(k)$ for the downlink and $\hat{\sigma}_m(k)$ for the uplink. For the channel inversion scheme, a normalization b_m is initially computed for each wideband eigenmode, as follows:

$$b_m = \frac{1}{\sum_{k=1}^{N_F} [1/\sigma_m^2(k)]}, \text{ for } m \in M. \quad \text{Eq (13)}$$

The transmit power $P_m(k)$ allocated to each subband of each wideband eigenmode may then be computed as:

$$P_m(k) = \frac{b_m \cdot P_m}{\sigma_m^2(k)}, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M. \quad \text{Eq (14)}$$

A transmit weight, $W_m(k)$, may be computed for each subband of each wideband eigenmode, as follows:

$$W_m(k) = \sqrt{P_m(k)}, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M. \quad \text{Eq (15)}$$

The transmit weights are used to scale modulation symbols at the transmitter. For the channel inversion scheme, all N_F subbands are used for each wideband eigenmode and the received SNRs for the subbands are approximately equal.

[1095] In a selective channel inversion scheme, the transmit power for each wideband eigenmode, P_m , is distributed non-uniformly across selected ones of the N_F subbands such that the selected subbands achieve similar received SNRs at the receiver. The selected subbands are those with channel gains equal to or greater than a gain threshold. For this scheme, an average power gain, g_m , is initially computed for each wideband eigenmode, as follows:

$$g_m = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \sigma_m^2(k) \quad , \quad \text{for } m \in M . \quad \text{Eq (16)}$$

A normalization \tilde{b}_m is then computed for each wideband eigenmode, as follows:

$$\tilde{b}_m = \frac{1}{\sum_{\sigma_m^2(k) > \beta_m g_m} [1/\sigma_m^2(k)]} \quad , \quad \text{for } m \in M , \quad \text{Eq (17)}$$

where $\beta_m g_m$ is the gain threshold and β_m is a scaling factor, which may be selected to maximize the overall throughput or based on some other criterion. The transmit power allocated to each subband of each wideband eigenmode, $P_m(k)$, may be expressed as:

$$P_m(k) = \begin{cases} \frac{\tilde{b}_m \cdot P_m}{\sigma_m^2(k)} , & \text{if } \sigma_m^2(k) \geq \beta_m g_m \\ 0 , & \text{otherwise} \end{cases} \quad , \quad \text{for } k \in K \text{ and } m \in M . \quad \text{Eq (18)}$$

For the selective channel inversion scheme, N_F or fewer subbands may be selected for use for each wideband eigenmode and the received SNRs for the selected subbands are approximately equal.

[1096] Other schemes may also be used to distribute the transmit power P_m across the N_F subbands of each wideband eigenmode, and this is within the scope of the invention.

C. Transmission Mode Selection for Each Wideband Eigenmode

[1097] For step 816 in FIG. 8, an operating SNR is computed for each wideband eigenmode. The operating SNR indicates the transmission capability of the wideband eigenmode. Various methods may be used for step 816, depending on whether the received SNRs are similar or vary across the subbands of each wideband eigenmode. In the following description, SNRs are given in units of decibels (dB).

[1098] If channel inversion or selective channel inversion is performed, then the received SNRs for the subbands of each wideband eigenmode, $\gamma_m(k)$ for $k \in K$, are similar. The received SNR for subband k of wideband eigenmode m , $\gamma_m(k)$, may be computed as:

$$\gamma_m(k) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_m(k) \cdot \sigma_m^2(k)}{N_0} \right), \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M. \text{ (dB)} \quad \text{Eq (19)}$$

The operating SNR for each wideband eigenmode, $\gamma_{op,m}$, is equal to the received SNR for any one of the subbands of that wideband eigenmode minus the SNR offset for that wideband eigenmode, as follows:

$$\gamma_{op,m} = \gamma_m(k) - \gamma_{os,m}, \quad \text{for any } k \text{ and } m \in M, \text{ (dB)} \quad \text{Eq (20)}$$

where $\gamma_m(k)$, $\gamma_{os,m}$, and $\gamma_{op,m}$ are all given in units of dB in equations (19) and (20).

[1099] If the transmit power P_m for each wideband eigenmode is uniformly distributed across the subbands, then the received SNRs for the subbands of each wideband eigenmode are likely to vary. In this case, the operating SNR for each wideband eigenmode, $\gamma_{op,m}$, may be computed as:

$$\gamma_{op,m} = \gamma_{avg,m} - \gamma_{bo,m} - \gamma_{os,m}, \quad \text{(dB)} \quad \text{Eq (21)}$$

where $\gamma_{avg,m}$ is an average of the received SNRs for the N_F subbands of wideband eigenmode m ; and

$\gamma_{bo,m}$ is a back-off factor that accounts for variation in the received SNRs, which may be a function of the variance of the received SNRs.

[1100] For step 818 in FIG. 8, a suitable transmission mode is selected for each wideband eigenmode based on the operating SNR for that wideband eigenmode. The system may be designed to support a set of transmission modes. The transmission mode having index 0 is for a null data rate (i.e., no data transmission). Each supported transmission mode is associated with a particular minimum SNR required to achieve the desired level of performance (e.g., 1% PER). Table 2 lists an exemplary set of 14 transmission modes supported by the system, which are identified by transmission mode indices 0 through 13. Each transmission mode is associated with a particular spectral efficiency, a particular code rate, a particular modulation scheme, and the minimum SNR required to achieve 1% PER for a non-fading, AWGN channel. The spectral efficiency refers to the data rate (i.e., the information bit rate) normalized by the system bandwidth, and is given in units of bits per second per Hertz (bps/Hz). The spectral efficiency for each transmission mode is determined by the coding scheme and the modulation scheme for that transmission mode. The code rate and modulation scheme for each transmission mode in Table 2 are specific to the exemplary system design.

Table 2

Transmission Mode Index	Spectral Efficiency (bps/Hz)	Code Rate	Modulation Scheme	Required SNR (dB)
0	0.0	-	-	-
1	0.25	1/4	BPSK	-1.8
2	0.5	1/2	BPSK	1.2
3	1.0	1/2	QPSK	4.2
4	1.5	3/4	QPSK	6.8
5	2.0	1/2	16 QAM	10.1
6	2.5	5/8	16 QAM	11.7
7	3.0	3/4	16 QAM	13.2
8	3.5	7/12	64 QAM	16.2
9	4.0	2/3	64 QAM	17.4
10	4.5	3/4	64 QAM	18.8
11	5.0	5/6	64 QAM	20.0
12	6.0	3/4	256 QAM	24.2
13	7.0	7/8	256 QAM	26.3

[1101] For each supported transmission mode with a non-zero data rate, the required SNR is obtained based on the specific system design (i.e., the particular code rate, interleaving scheme, modulation scheme, and so on, used by the system for that transmission mode) and for an AWGN channel. The required SNR may be obtained by computer simulation, empirical measurements, and so on, as is known in the art. A look-up table may be used to store the set of supported transmission modes and their required SNRs.

[1102] The operating SNR for each wideband eigenmode, $\gamma_{op,m}$, may be provided to the look-up table, which then provides the transmission mode q_m for that wideband eigenmode. This transmission mode q_m is the supported transmission mode with the highest data rate and a required SNR, $\gamma_{req,m}$, that is less than or equal to the operating SNR (i.e., $\gamma_{req,m} \leq \gamma_{op,m}$). The look-up table thus selects the highest possible data rate for each wideband eigenmode based on the operating SNR for that wideband eigenmode.

D. Reallocation of Transmit Power

[1103] For step 820 in FIG. 8, the excess transmit power for each wideband eigenmode is determined and redistributed to improve performance. The following terms are used for the description below:

- Active wideband eigenmode - a wideband eigenmode with a non-zero data rate (i.e., a transmission mode having an index from 1 through 13 in Table 2);
- Saturated wideband eigenmode - a wideband eigenmode with the maximum data rate (i.e., transmission mode having index 13); and
- Unsaturated wideband eigenmode - an active wideband eigenmode with a non-zero data rate less than the maximum data rate (i.e., a transmission mode having an index from 1 through 12).

[1104] The operating SNR for a wideband eigenmode may be less than the smallest required SNR in the look-up table (i.e., $\gamma_{op,m} < -1.8$ dB for the transmission modes shown in Table 2). In this case, the wideband eigenmode may be shut off (i.e., not used) and the transmit power for this wideband eigenmode may be redistributed to other wideband eigenmodes.

[1105] The selected transmission mode q_m for each active wideband eigenmode is associated with a required SNR, $\gamma_{\text{req},m}$, that is equal to or lower than the operating SNR, i.e., $\gamma_{\text{req},m} \leq \gamma_{\text{op},m}$. The minimum transmit power required for each active wideband eigenmode, $P_{\text{req},m}$, may be computed as:

$$P_{\text{req},m} = \frac{P_m \cdot \gamma_{\text{req},m}}{\gamma_{\text{op},m}}, \text{ for } m \in M. \quad \text{Eq (22)}$$

The required transmit power is equal to zero ($P_{\text{req},m} = 0$) for each wideband eigenmode that is shut off (i.e., with transmission mode having index 0 in Table 2).

[1106] The excess power for each wideband eigenmode, $P_{\text{excess},m}$, is the amount of allocated power that is over the minimum power needed to achieve the required SNR (i.e., $P_{\text{excess},m} = P_m - P_{\text{req},m}$). The total excess power for all wideband eigenmodes, P_{excess} , may be computed as:

$$P_{\text{excess}} = \sum_{m=1}^{N_s} (P_m - P_{\text{req},m}). \quad \text{Eq (23)}$$

[1107] The total excess power, P_{excess} , may be redistributed in various manners. For example, the total excess power, P_{excess} , may be redistributed to one or more wideband eigenmodes such that higher overall throughput is achieved. In one embodiment, the total excess power, P_{excess} , is redistributed to one unsaturated wideband eigenmode at a time, starting with the best one having the highest data rate, to move the wideband eigenmode to the next higher data rate. In another embodiment, the total excess power, P_{excess} , is redistributed to the wideband eigenmode that can achieve the highest increase in data rate with the least amount of transmit power.

[1108] If all wideband eigenmodes are operated at the highest data rate, or if the remaining excess power cannot increase the data rate of any wideband eigenmode, then the remaining excess power may be redistributed to one, multiple, or all active wideband eigenmodes to improve the SNR margins for these wideband eigenmodes.

E. Transmission Mode Adjustment

[1109] For step 822 in FIG. 8, the transmission mode for each wideband eigenmode may be adjusted based on information from the outer loop. The selected transmission modes for the downlink and uplink wideband eigenmodes may be adjusted using the techniques described above for FIG. 2. For example, if excessive packet errors are received on a given wideband eigenmode, then the outer loop may provide a transmission mode adjustment for that wideband eigenmode. As another example, a running average of the received SNRs may be maintained for each wideband eigenmode and used to compute the SNR margin for that wideband eigenmode. If the SNR margin for a given wideband eigenmode is negative, then the transmission mode for the wideband eigenmode may be adjusted to the next lower data rate. If a packet is transmitted across multiple wideband eigenmodes, then the transmission mode for the wideband eigenmode with the worse SNR margin may be adjusted to the next lower data rate whenever packet errors are detected. In any case, a transmission mode adjustment may direct the selection of another transmission mode with a lower data rate than the one selected in step 818.

II. MIMO-OFDM System

[1110] FIG. 9A shows a block diagram of an embodiment of an access point 510x and a user terminal 520x in the exemplary TDD MIMO-OFDM system. Access point 510x is one of access points 510 in FIG. 5, and user terminal 520x is one of user terminals 520. FIG. 9A shows the processing for downlink transmission. In this case, access point 510x is transmitter 110 in FIG. 1 and user terminal 520x is receiver 150.

[1111] For downlink transmission, at access point 510x, traffic data is provided from a data source 912 to a TX data processor 920, which demultiplexes the traffic data into N_C data streams, where $N_C > 1$. Traffic data may come from multiple data sources (e.g., one data source for each higher layer application) and the demultiplexing may not be needed. For simplicity, only one data source 912 is shown in FIG. 9A. TX data processor 920 formats, codes, interleaves, modulates, and scales each data stream in accordance with the transmission mode selected for that data stream to provide a corresponding scaled modulation symbol stream. The data rate, coding, and modulation for each data stream may be determined by a data rate control, a coding control, and a

modulation control, respectively, provided by a controller 940. TX data processor 920 provides N_C scaled modulation symbol streams to a TX spatial processor 928.

[1112] TX spatial processor 928 processes the N_C scaled modulation symbol streams based on a selected transmission scheme, multiplexes in pilot symbols, and provides N_{ap} transmit symbol streams to N_{ap} transmitter units (TMTR) 930a through 930ap. The selected transmission scheme may be for transmit diversity, spatial multiplexing, or beam-steering. Transmit diversity entails transmitting data redundantly from multiple antennas and/or on multiple subbands to obtain diversity and improve reliability. A space-time transmit diversity (STTD) may be used for transmit diversity. Beam-steering entails transmitting data on a single (best) spatial channel at full power using the phase steering information for the principal eigenmode. Spatial multiplexing entails transmitting data on multiple spatial channels to achieve higher spectral efficiency. The spatial processing for spatial multiplexing is shown in Table 1. Each transmitter unit 930 performs OFDM processing on its transmit symbol stream to provide a corresponding OFDM symbol stream, which is further processed to generate a modulated signal. The N_{ap} modulated signals from transmitter units 930a through 930ap are then transmitted via N_{ap} antennas 932a through 932ap, respectively.

[1113] At user terminal 520x, the N_{ap} transmitted signals are received by each of N_{ut} antennas 952a through 952ut, and the received signal from each antenna is provided to an associated receiver unit (RCVR) 954. Each receiver unit 954 conditions and digitizes its received signal to provide a stream of samples, which is further processed to provide a corresponding stream of received symbols. Receiver units 954a through 954ut provide N_{ut} received symbol streams to an RX spatial processor 962, which performs spatial processing based on the selected transmission scheme (e.g., as shown in Table 1 for spatial multiplexing). RX spatial processor 962 provides N_C recovered symbol streams, which are estimates of the N_C modulation symbol streams transmitted by access point 510x. An RX data processor 964 then demodulates, deinterleaves, and decodes each recovered symbol stream in accordance with the selected transmission mode to provide corresponding decoded data streams, which are estimates of the data streams transmitted by access point 510x. The processing by RX spatial processor 962 and RX data processor 964 is complementary to that performed by TX spatial processor 928 and TX data processor 920, respectively, at access point 510x.

[1114] A channel estimator 974 obtains estimates of one or more channel characteristics of the downlink and provides channel estimates to a controller 970. The channel estimates may be for channel gains, noise floor $N_{0,ut}$, and so on. RX data processor 964 may provide the status of each received data packet. Based on the various types of information received from channel estimator 974 and RX data processor 964, controller 970 determines a transmission mode for each of the multiple parallel channels on the downlink using the techniques described above. Each parallel channel may correspond to a wideband eigenmode (as described above) or some other combination of subbands and eigenmodes. Controller 970 provides feedback information, which may include the N_C selected transmission modes for the downlink, the channel estimates, the terminal noise floor, ACKs and/or NAKs for the receive data packets, and so on, or any combination thereof. The feedback information is processed by a TX data processor 978 and a TX spatial processor 980, multiplexed with a steered reference, conditioned by transmitter units 954a through 954ut, and transmitted via antennas 952a through 952ut to access point 510x.

[1115] At access point 510x, the N_{ut} transmitted signals from user terminal 520x are received by antennas 932a through 932ap, conditioned by receiver units 930a through 930ap, and processed by an RX spatial processor 934 and an RX data processor 936 to recover the feedback information sent by user terminal 520x. The feedback information is then provided to controller 940 and used to control the processing of the N_C data streams sent to user terminal 520x. For example, the data rate, coding, and modulation of each downlink data stream may be determined based on the transmission mode selected by user terminal 520x. The received ACK/NAK may be used to initiate either a full retransmission or an incremental transmission of each data packet received in error by user terminal 520x. For an incremental transmission, a small portion of a data packet received in error is transmitted to allow user terminal 520x to recover the packet.

[1116] A channel estimator 944 obtains channel gain estimates based on the received steered reference. The channel gain estimates are provided to controller 940 and used (possibly along with the user terminal noise floor $N_{0,ut}$ estimate) to derive transmit weights for the downlink. Controller 940 provides the data rate controls to data source 912 and TX data processor 920. Controller 940 further provides the coding and modulation controls and the transmit weights to TX data processor 920. The channel

estimation and transmission mode selection for downlink transmission may be performed as described above.

[1117] Controllers 940 and 970 direct the operation at access point 510x and user terminal 520x, respectively. Memory units 942 and 972 provide storage for program codes and data used by controllers 940 and 970, respectively.

[1118] **FIG. 9B** shows access point 510x and user terminal 520x for uplink transmission. In this case, user terminal 520x is transmitter 110 in FIG. 1 and access point 510x is receiver 150. The channel estimation and transmission mode selection for uplink transmission may be performed as described above. The data processing at access point 510x and user terminal 520x for uplink transmission may be performed in a manner similar to that described above for downlink transmission. The spatial processing at access point 510x and user terminal 520x for uplink transmission may be performed as shown in Table 1.

A. Transmitter and Receiver Subsystems

[1119] For clarity, the processing at access point 510x and user terminal 520x for downlink transmission is described in further detail below.

[1120] **FIG. 10** shows a block diagram of a transmitter subsystem 1000, which is an embodiment of the transmitter portion of access point 510x. For this embodiment, TX data processor 920 includes a demultiplexer (Demux) 1010, N_C encoders 1012a through 1012s, N_C channel interleavers 1014a through 1014s, N_C symbol mapping units 1016a through 1016s, and N_C signal scaling units 1018a through 1018s (i.e., one set of encoder, channel interleaver, symbol mapping unit, and signal scaling unit for each of the N_C data streams). Demultiplexer 1010 demultiplexes the traffic data (i.e., the information bits) into N_C data streams, where each data stream is provided at the data rate indicated by the data rate control. Demultiplexer 1010 may be omitted if traffic data is already provided as N_C data streams.

[1121] Each encoder 1012 receives and codes a respective data stream based on the selected coding scheme (as indicated by the coding control) to provide code bits. Each data stream may carry one or more data packets, and each data packet is typically coded separately to obtain a coded data packet. The coding increases the reliability of the data transmission. The selected coding scheme may include any combination of CRC coding, convolutional coding, turbo coding, block coding, and so on. The code bits from each encoder 1012 are provided to a respective channel interleaver 1014, which

interleaves the code bits based on a particular interleaving scheme. If the interleaving is dependent on transmission mode, then controller 940 provides an interleaving control (as indicated by the dashed line) to channel interleaver 1014. The interleaving provides time, frequency, and/or spatial diversity for the code bits.

[1122] The interleaved bits from each channel interleaver 1014 are provided to a respective symbol mapping unit 1016, which maps the interleaved bits based on the selected modulation scheme (as indicated by the modulation control) to provide modulation symbols. Unit 1016 groups each set of B interleaved bits to form a B -bit binary value, where $B \geq 1$, and further maps each B -bit value to a specific modulation symbol based on the selected modulation scheme (e.g., QPSK, M-PSK, or M-QAM, where $M = 2^B$). Each modulation symbol is a complex value in a signal constellation defined by the selected modulation scheme. The modulation symbols from each symbol mapping unit 1016 are then provided to a respective signal scaling unit 1018, which scales the modulation symbols with the transmit weights, $W_m(k)$ for $k \in K$, to achieve channel inversion and power distribution. Signal scaling units 1018a through 1018s provide N_C scaled modulation symbol streams.

[1123] Each data stream is transmitted on a respective parallel channel that may include any number and any combination of subbands, transmit antennas, and spatial channels. For example, one data stream may be transmitted on all usable subbands of each wideband eigenmode, as described above. TX spatial processor 928 performs the required spatial processing, if any, on the N_C scaled modulation symbol streams and provides N_{ap} transmit symbol streams. The spatial processing may be performed as shown in Table 1.

[1124] For a transmission scheme whereby one data stream is transmitted on all subbands of each wideband eigenmode (for a full-CSI MIMO system, as described above), N_S sets of encoder 1012, channel interleaver 1014, symbol mapping unit 1016, and signal scaling unit 1018 may be used to process N_S data streams (where $N_C = N_S = N_{ap} \leq N_{ut}$ for a full rank channel response matrix) to provide N_{ap} scaled modulation symbol streams. TX spatial processor 928 then performs spatial processing on the N_{ap} scaled modulation symbol streams, as shown in Table 1, to provide the N_{ap} transmit symbol streams.

[1125] For a transmission scheme whereby one data stream is transmitted on all subbands of each transmit antenna (for a partial-CSI MIMO system), N_{ap} sets of encoder

1012, channel interleaver 1014, symbol mapping unit 1016, and signal scaling unit 1018 may be used to process N_{ap} data streams (where $N_C = N_{ap}$) to provide N_{ap} scaled modulation symbol streams. TX spatial processor 928 then simply passes each scaled modulation symbol stream as a transmit symbol stream. Since spatial processing is not performed for this transmission scheme, each transmit symbol is a modulation symbol.

[1126] In general, TX spatial processor 928 performs the appropriate demultiplexing and/or spatial processing of the scaled modulation symbols to obtain transmit symbols for the parallel channel used for each data stream. TX spatial processor 928 further multiplexes pilot symbols with the transmit symbols, e.g., using time division multiplex (TDM) or code division multiplex (CDM). The pilot symbols may be sent in all or a subset of the subbands/eigenmodes used to transmit traffic data. TX spatial processor 928 provides N_{ap} transmit symbol streams to N_{ap} transmitter units 930a through 930ap.

[1127] Each transmitter unit 930 performs OFDM processing on a respective transmit symbol stream and provides a corresponding modulated signal. The OFDM processing typically includes (1) transforming each set of N_F transmit symbols to the time domain using an N_F -point inverse fast Fourier transform (IFFT) to obtain a "transformed" symbol that contains N_F samples and (2) repeating a portion of each transformed symbol to obtain an OFDM symbol that contains $N_F + N_{cp}$ samples. The repeated portion is referred to as the cyclic prefix, and N_{cp} indicates the number of samples being repeated. The OFDM symbols are further processed (e.g., converted to one or more analog signals, amplified, filtered, and frequency upconverted) by transmitter unit 930 to generate the modulated signal. Other designs for transmitter subsystem 1000 may also be implemented and are within the scope of the invention.

[1128] Controller 940 may perform various functions related to closed-loop rate control for the downlink and uplink (e.g., transmission mode selection for the uplink and transmit weight computation for the downlink). For uplink transmission, controller 940 may perform process 800 in FIG. 8 and selects a transmission mode for each of the multiple parallel channels on the uplink. Within controller 940, a power allocation unit 1042 distributes the total transmit power, $P_{\text{total, up}}$, to the multiple parallel channels (e.g., based on the channel gain estimates $\hat{\sigma}_m(k)$ and the noise floor estimate $N_{0,ap}$ for the access point). A channel inversion unit 1044 performs channel inversion for each

parallel channel. A transmission mode (TM) selector 1046 selects a suitable transmission mode for each parallel channel. Memory unit 942 may store a look-up table 1048 for supported transmission modes and their required SNRs (e.g., as shown in Table 2). For downlink transmission, controller 940 may also perform process 800 in FIG. 8 to determine the transmit power for each subband of each wideband eigenmode and computes the transmit weights used for scaling modulation symbols prior to transmission on the downlink.

[1129] FIG. 11 shows a block diagram of a receiver subsystem 1100, which is an embodiment of the receiver portion of user terminal 520x. The N_{ap} transmitted signals from access point 510x are received by antennas 952a through 952ut, and the received signal from each antenna is provided to a respective receiver unit 954. Each receiver unit 954 conditions and digitizes its received signal to obtain a stream of samples, and further performs OFDM processing on the samples. The OFDM processing at the receiver typically includes (1) removing the cyclic prefix in each received OFDM symbol to obtain a received transformed symbol and (2) transforming each received transformed symbol to the frequency domain using a fast Fourier transform (FFT) to obtain a set of N_F received symbols for the N_F subbands. The received symbols are estimates of the transmit symbols sent by access point 510x. Receiver units 954a through 954ut provide N_{ut} received symbol streams to RX spatial processor 962.

[1130] RX spatial processor 962 performs spatial or space-time processing on the N_{ut} received symbol streams to provide N_C recovered symbol streams. RX spatial processor 962 may implement a linear zero-forcing (ZF) equalizer (which is also referred to as a channel correlation matrix inversion (CCMI) equalizer), a minimum mean square error (MMSE) equalizer, an MMSE linear equalizer (MMSE-LE), a decision feedback equalizer (DFE), or some other equalizer.

[1131] RX data processor 964 receives the N_C recovered symbol streams from RX spatial processor 962. Each recovered symbol stream is provided to a respective symbol demapping unit 1132, which demodulates the recovered symbols in accordance with the modulation scheme used for that stream, as indicated by a demodulation control provided by controller 970. The demodulated data stream from each symbol demapping unit 1132 is de-interleaved by an associated channel de-interleaver 1134 in a manner complementary to that performed at access point 510x for that data stream. If the interleaving is dependent on transmission mode, then controller 970 provides a

deinterleaving control to channel de-interleaver 1134, as indicated by the dashed line. The de-interleaved data from each channel de-interleaver 1134 is decoded by an associated decoder 1136 in a manner complementary to that performed at access point 510x, as indicated by a decoding control provided by controller 970. For example, a turbo decoder or a Viterbi decoder may be used for decoder 1136 if turbo or convolutional coding, respectively, is performed at access point 510x. Decoder 1136 may also provide the status of each received data packet (e.g., indicating whether the packet was received correctly or in error). Decoder 1136 may further store demodulated data for packets decoded in error, so that this data may be combined with additional data from a subsequent incremental transmission and decoded.

[1132] In the embodiment shown in FIG. 11, channel estimator 974 estimates the channel response and the noise floor at user terminal 520x (e.g., based on the received pilot symbols) and provides the channel estimates to controller 970. Controller 970 performs various functions related to closed-loop rate control for both the downlink and uplink (e.g., transmission mode selection for the downlink and transmit weight computation for the uplink). For downlink transmission, controller 970 may perform process 800 in FIG. 8. Within controller 970, a power allocation unit 1172 distributes the total transmit power, $P_{\text{total, dn}}$, to the multiple parallel channels (e.g., based on the channel gain estimates $\hat{\sigma}_m(k)$ and the noise floor $N_{0, \text{ut}}$ estimate for the user terminal). A channel inversion unit 1174 performs channel inversion for each of the multiple parallel channels. A transmission mode (TM) selector 1176 selects a suitable transmission mode for each parallel channel. Memory unit 972 may store a look-up table 1178 for supported transmission modes and their required SNRs (e.g., as shown in Table 2). Controller 970 provides N_C selected transmission modes for the N_C parallel channels on the downlink, which may be part of the feedback information sent to access point 510x. For uplink transmission, controller 970 may also perform process 800 in FIG. 8 to determine the transmit power for each subband of each wideband eigenmode and computes the transmit weights used for scaling modulation symbols prior to transmission on the uplink.

[1133] For clarity, transmitter subsystem 1000 has been described for access point 510x and receiver subsystem 1100 has been described for user terminal 520x. Transmitter subsystem 1000 may also be used for the transmitter portion of user

terminal 520x, and receiver subsystem 1100 may also be used for the receiver portion of access point 510x.

B. Downlink and Uplink Rate Control

[1134] **FIG. 12A** shows a process for performing closed-loop rate control for the downlink based on the frame structure shown in FIG. 6. A BCH PDU is transmitted in the first segment of each TDD frame (see FIG. 6) and includes the MIMO pilot that can be used by the user terminal to estimate and track the downlink. A steered reference may also be sent in the preamble of an FCH PDU sent to the user terminal. The user terminal estimates the downlink based on the MIMO pilot and/or the steered reference and selects a suitable transmission mode (with the highest supported data rate) for each downlink wideband eigenmode (i.e., each parallel channel). The user terminal then sends these transmission modes as “proposed” transmission modes for the downlink in an RCH PDU sent to the access point.

[1135] The access point receives the proposed transmission modes from the user terminal and schedules data transmission on the downlink in subsequent TDD frame(s). The access point selects the transmission modes for the downlink, which may be the ones received from the user terminal or some other transmission modes (with lower data rates), depending on system loading and other factors. The access point sends assignment information for the user terminal (which includes the transmission modes selected by the access point for downlink transmission) on the FCCH. The access point then transmits data on the FCH to the user terminal using the selected transmission modes. The user terminal receives the assignment information and obtains the transmission modes selected by the access point. The user terminal then processes the downlink transmission in accordance with the selected transmission mode. For the embodiment shown in FIG. 12A, the delay between the channel estimation and transmission mode selection by the user terminal and the use of these transmission modes for downlink transmission is typically one TDD frame, but may be different depending on applications, system configurations, and other factors.

[1136] **FIG. 12B** shows a process for performing closed-loop rate control for the uplink based on the frame structure shown in FIG. 6. The user terminal transmits a steered reference on the RACH during system access and on the RCH upon being assigned FCH/RCH resources (see FIG. 6). The access point estimates the uplink based on the received steered reference and selects a suitable transmission mode for each

uplink wideband eigenmode. The access point sends assignment information for the user terminal (which includes the transmission modes selected for uplink transmission) on the FCCH. The user terminal transmits data on the RCH to the access point using the selected transmission modes. The access point processes the uplink transmission in accordance with the selected transmission modes.

[1137] The closed-loop rate control techniques described herein may be implemented by various means. For example, these techniques may be implemented in hardware, software, or a combination thereof. For a hardware implementation, the elements used for closed-loop rate control at the transmitter and the receiver (e.g., controllers 940 and 970) may be implemented within one or more application specific integrated circuits (ASICs), digital signal processors (DSPs), digital signal processing devices (DSPDs), programmable logic devices (PLDs), field programmable gate arrays (FPGAs), processors, controllers, micro-controllers, microprocessors, other electronic units designed to perform the functions described herein, or a combination thereof.

[1138] For a software implementation, portions of the closed-loop rate control may be implemented with modules (e.g., procedures, functions, and so on) that perform the functions described herein. The software codes may be stored in a memory unit (e.g., memory unit 942 or 972 in FIGS. 9A and 9B) and executed by a processor (e.g., controller 940 or 970). The memory unit may be implemented within the processor or external to the processor, in which case it can be communicatively coupled to the processor via various means as is known in the art.

[1139] Headings are included herein for reference and to aid in locating certain sections. These headings are not intended to limit the scope of the concepts described therein under, and these concepts may have applicability in other sections throughout the entire specification.

[1140] The previous description of the disclosed embodiments is provided to enable any person skilled in the art to make or use the present invention. Various modifications to these embodiments will be readily apparent to those skilled in the art, and the generic principles defined herein may be applied to other embodiments without departing from the spirit or scope of the invention. Thus, the present invention is not intended to be limited to the embodiments shown herein but is to be accorded the widest scope consistent with the principles and novel features disclosed herein.

WHAT IS CLAIMED IS:

CLAIMS

1. A method of transmitting data on a plurality of parallel channels in a wireless communication system, comprising:

obtaining channel estimates for each of the plurality of parallel channels;

selecting a transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel; and

sending the transmission mode for each of the plurality of parallel channels to a transmitting entity, wherein a data transmission on each of the plurality of parallel channels is processed at the transmitting entity in accordance with the transmission mode selected for the parallel channel.

2. The method of claim 1, further comprising:

receiving data transmissions on the plurality of parallel channels from the transmitting entity; and

processing the data transmissions in accordance with the transmission mode selected for each of the plurality of parallel channels to recover data sent on the parallel channel.

3. The method of claim 1, wherein the channel estimates for each of the plurality of parallel channels include at least one channel gain estimate and a noise floor estimate for the parallel channel.

4. The method of claim 1, wherein the selecting includes

determining a received signal-to-noise ratio (SNR) for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is selected based on the received SNR for the parallel channel.

5. The method of claim 4, wherein the selecting further includes determining an SNR offset for each of the plurality of parallel channels, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is further selected based on the SNR offset for the parallel channel.

6. The method of claim 5, wherein the selecting further includes determining an operating SNR for each of the plurality of parallel channels based on the received SNR and the SNR offset for the parallel channel, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is selected based on the operating SNR for the parallel channel.

7. The method of claim 6, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is further selected based on a set of required SNRs for a set of transmission modes supported by the system.

8. The method of claim 1, further comprising:
estimating the quality of the data transmission received on each of the plurality of parallel channels, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is further selected based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

9. The method of claim 5, further comprising:
adjusting the SNR offset for each of the plurality of parallel channels based on status of data packets received on the parallel channel.

10. The method of claim 5, further comprising:
adjusting the SNR offset for each of the plurality of parallel channels based on at least one decoder metric maintained for the parallel channel.

11. The method of claim 1, further comprising:
detecting for packet errors for each of the plurality of parallel channels; and

adjusting the transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the packet errors for the parallel channel.

12. The method of claim 4, further comprising:

determining an SNR margin for each of the plurality of parallel channels based on the received SNR and a required SNR for the parallel channel; and

adjusting the transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on SNR margins for the plurality of parallel channels.

13. The method of claim 6, further comprising:

distributing total transmit power to the plurality of parallel channels, and wherein the operating SNR for each of the plurality of parallel channels is further determined based on transmit power distributed to the parallel channel.

14. The method of claim 13, wherein the total transmit power is uniformly distributed to the plurality of parallel channels.

15. The method of claim 13, wherein the total transmit power is distributed to the plurality of parallel channels using a water-filling procedure.

16. The method of claim 13, further comprising:

determining excess power for each of the plurality of parallel channels based on the operating SNR for the parallel channel, a required SNR for the transmission mode selected for the parallel channel, and the transmit power distributed to the parallel channel;

accumulating the excess power for each of the plurality of parallel channels to obtain total excess power for the plurality of parallel channels; and

redistributing the total excess power to at least one of the plurality of parallel channels.

17. The method of claim 16, wherein the total excess power is redistributed evenly to unsaturated parallel channels among the plurality of parallel channels, where the unsaturated parallel channels have data rates greater than zero and less than a maximum data rate.

18. The method of claim 16, wherein the total excess power is redistributed to one parallel channel, selected from among the plurality of parallel channels, that can achieve a highest increase in data rate with the total excess power.

19. The method of claim 13, wherein each of the plurality of parallel channels includes a plurality of subbands, the method further comprising:

distributing the transmit power for each of the plurality of parallel channels across the plurality of subbands of the parallel channel to achieve similar received SNRs for the plurality of subbands.

20. The method of claim 13, wherein each of the plurality of parallel channels includes a plurality of subbands, the method further comprising:

distributing the transmit power for each of the plurality of parallel channels uniformly across the plurality of subbands of the parallel channel.

21. The method of claim 1, wherein the wireless communication system is an orthogonal frequency division multiplex (OFDM) communication system, and wherein the plurality of parallel channels are formed by a plurality of disjoint sets of subbands.

22. The method of claim 1, wherein the wireless communication system is a frequency division multiplex (FDM) communication system, and wherein the plurality of parallel channels are formed by a plurality of frequency subbands.

23. The method of claim 1, wherein the wireless communication system is a time division multiplex (TDM) communication system, and wherein the plurality of parallel channels are formed by a plurality of time slots.

24. The method of claim 1, wherein the wireless communication system is a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system, and wherein the plurality of parallel channels are formed by a plurality of spatial channels.

25. The method of claim 1, wherein the wireless communication system is a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system with orthogonal frequency division multiplex (OFDM).

26. The method of claim 25, wherein the plurality of parallel channels are formed by a plurality of wideband spatial channels, and wherein each of the plurality of parallel channels includes a plurality of subbands.

27. The method of claim 25, wherein the channel estimates for each of the plurality of parallel channels are obtained based on a pilot transmitted from each of a plurality of antennas by the transmitting entity.

28. The method of claim 25, wherein the channel estimates for each of the plurality of parallel channels are obtained based on a steered reference transmitted from a plurality of antennas by the transmitting entity.

29. An apparatus in a wireless communication system, comprising:
means for obtaining channel estimates for each of a plurality of parallel channels;

means for selecting a transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel; and

means for sending the transmission mode for each of the plurality of parallel channels to a transmitting entity, wherein a data transmission on each of the plurality of parallel channels is processed at the transmitting entity in accordance with the transmission mode selected for the parallel channel.

30. The apparatus of claim 29, further comprising:
means for receiving data transmissions on the plurality of parallel channels from the transmitting entity; and

means for processing the received data transmissions in accordance with the transmission mode selected for each of the plurality of parallel channels to recover data sent on the parallel channel.

31. The apparatus of claim 29, wherein the means for selecting includes

means for determining a received signal-to-noise ratio (SNR) for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is selected based on the received SNR for the parallel channel.

32. The apparatus of claim 29, further comprising:

means for estimating the quality of the data transmission received on each of the plurality of parallel channels, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is further selected based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

33. An apparatus in a wireless communication system, comprising:

a channel estimator operative to obtain channel estimates for each of a plurality of parallel channels; and

a controller operative to select a transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel, and wherein a data transmission on each of the plurality of parallel channels is processed at a transmitting entity in accordance with the transmission mode selected for the parallel channel.

34. The apparatus of claim 33, further comprising:

a receive (RX) data processor operative to receive data transmissions on the plurality of parallel channels and to process the received data transmissions in accordance with the transmission mode selected for each of the plurality of parallel channels to recover data sent on the parallel channel.

35. The apparatus of claim 33, wherein the controller is operative to determine a received signal-to-noise ratio (SNR) for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel and to select the transmission mode for each parallel channel based on the received SNR for the parallel channel.

36. The apparatus of claim 33, wherein the controller is operative to obtain an estimate of the quality of the data transmission received on each of the plurality of parallel channels and to adjust the transmission mode for each parallel channel based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

37. A method of transmitting data on a plurality of parallel channels in a wireless communication system, comprising:

receiving feedback information from a receiving entity, wherein the feedback information is indicative of the quality of the plurality of parallel channels;

determining a transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the feedback information, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel;

processing data for each of the plurality of parallel channels in accordance with the transmission mode for the parallel channel; and

transmitting the processed data for each of the plurality of parallel channels on the parallel channel to the receiving entity.

38. The method of claim 37, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is selected by the receiving entity based on channel estimates obtained for the parallel channel, and wherein the feedback information includes a plurality of transmission modes selected by the receiving entity for the plurality of parallel channels.

39. The method of claim 37, further comprising:

obtaining channel gain estimates for each of the plurality of parallel channels, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is determined based on the channel gain estimates for the parallel channel and a noise floor estimate for the parallel channel included in the feedback information from the receiving entity.

40. The method of claim 39, wherein the channel gain estimates for each of the plurality of parallel channels are obtained based on a steered reference received from the receiving entity.

41. The method of claim 37, further comprising:
receiving an adjustment to the transmission mode for a first parallel channel among the plurality of parallel channels; and
processing data for the first parallel channel in accordance with the adjustment to the transmission mode for the first parallel channel.

42. The method of claim 41, wherein the adjustment to the transmission mode for the first parallel channel is determined based on packet errors detected for the first parallel channel.

43. The method of claim 41, wherein the adjustment to the transmission mode for the first parallel channel is determined based on a received signal-to-noise ratio (SNR) and a required SNR for the first parallel channel.

44. The method of claim 37, further comprising:
computing, for each of the plurality of parallel channels, a plurality of transmit weights for a plurality of subbands of the parallel channel, wherein the plurality of transmit weights achieve similar received signal-to-noise ratios (SNRs) for the plurality of subbands of the parallel channel; and
scaling the processed data for each of the plurality of parallel channels with the plurality of transmit weights for the parallel channel, and wherein the scaled and processed data for each of the plurality of parallel channels is transmitted on the parallel channel.

45. An apparatus in a wireless communication system, comprising:

means for receiving feedback information from a receiving entity, wherein the feedback information is indicative of the quality of the plurality of parallel channels;

means for determining a transmission mode for each of a plurality of parallel channels based on the feedback information, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel;

means for processing data for each of the plurality of parallel channels in accordance with the transmission mode for the parallel channel; and

means for transmitting the processed data for each of the plurality of parallel channels on the parallel channel.

46. The apparatus of claim 45, further comprising:

means for obtaining channel gain estimates for each of the plurality of parallel channels, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is determined based on the channel gain estimates for the parallel channel and a noise floor estimate for the parallel channel included in the feedback information from the receiving entity.

47. The apparatus of claim 45, further comprising:

means for receiving an adjustment to the transmission mode for a first parallel channel among the plurality of parallel channels; and

means for processing data for the first parallel channel in accordance with the adjustment to the transmission mode for the first parallel channel

48. An apparatus in a wireless communication system, comprising:

a controller operative to determine a transmission mode for each of a plurality of parallel channels based on feedback information received from a receiving entity, wherein the feedback information is indicative of the quality of the plurality of parallel channels, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel;

a transmit (TX) data processor operative to process data for each of the plurality of parallel channels in accordance with the transmission mode for the parallel channel; and

at least one transmitter unit operative to transmit the processed data for each of the plurality of parallel channels on the parallel channel.

49. The apparatus of claim 48, wherein the controller is operative to obtain channel gain estimates for each of the plurality of parallel channels and to determine the transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the channel gain estimates for the parallel channel and a noise floor estimate for the parallel channel included in the feedback information from the receiving entity.

50. The apparatus of claim 48, wherein the controller is operative to obtain an adjustment to the transmission mode for a first parallel channel among the plurality of parallel channels, and wherein the TX data processor is operative to process data for the first parallel channel in accordance with the adjustment to the transmission mode for the first parallel channel.

51. A method of transmitting data on a plurality of parallel channels in a wireless communication system, comprising:

- obtaining channel estimates for each of the plurality of parallel channels;

- computing a received signal-to-noise ratio (SNR) for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel;

- computing an operating SNR for each of the plurality of parallel channels based on the received SNR and an SNR offset for the parallel channel;

- selecting a transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the operating SNR for the parallel channel and a set of required SNRs for a set of transmission modes supported by the system, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel; and

- processing data for each of the plurality of parallel channels in accordance with the transmission mode selected for the parallel channel.

52. The method of claim 51, further comprising:

estimating the quality of a data transmission received on each of the plurality of parallel channels; and

adjusting the SNR offset for each of the plurality of parallel channels based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

53. The method of claim 52, wherein the quality of the data transmission received on each of the plurality of parallel channels is estimated based on status of packets received on the parallel channel.

54. The method of claim 52, further comprising:

adjusting the transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

55. An apparatus in a wireless communication system, comprising:

means for obtaining channel estimates for each of a plurality of parallel channels;

means for computing a received signal-to-noise ratio (SNR) for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel;

means for computing an operating SNR for each of the plurality of parallel channels based on the received SNR and an SNR offset for the parallel channel;

means for selecting a transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the operating SNR for the parallel channel and a set of required SNRs for a set of transmission modes supported by the system, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel; and

means for processing data for each of the plurality of parallel channels in accordance with the transmission mode selected for the parallel channel.

56. The apparatus of claim 55, further comprising:

means for estimating the quality of a data transmission received on each of the plurality of parallel channels; and

means for adjusting the SNR offset for each of the plurality of parallel channels based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

57. The method of claim 56, further comprising:

means for adjusting the transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

58. An apparatus in a wireless communication system, comprising:

a channel estimator operative to provide channel gain estimates for each of a plurality of parallel channels;

a selector operative to compute a received signal-to-noise ratio (SNR) for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel, compute an operating SNR for each of the plurality of parallel channels based on the received SNR and an SNR offset for the parallel channel, and select a transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the operating SNR for the parallel channel and a set of required SNRs for a set of transmission modes supported by the system, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel; and

a data processor operative to process data for each of the plurality of parallel channels in accordance with the transmission mode selected for the parallel channel.

59. The apparatus of claim 58, wherein the selector is operative to receive an estimate of the quality of a data transmission received on each of the plurality of parallel channels and to adjust the SNR offset for each of the plurality of parallel channels based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

60. The method of claim 59, wherein the selector is further operative to adjust the transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

61. A processor readable media for storing instructions operable to:

- obtain channel gain estimates for each of a plurality of parallel channels in a wireless communication system;
- compute a received signal-to-noise ratio (SNR) for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel;
- compute an operating SNR for each of the plurality of parallel channels based on the received SNR and an SNR offset for the parallel channel; and
- select a transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the operating SNR for the parallel channel and a set of required SNRs for a set of transmission modes supported by the system, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel, and wherein data is sent on each of the plurality of parallel channels in accordance with the transmission mode selected for the parallel channel.

62. The processor readable media of claim 61 and further storing instructions operable to:

- adjust the SNR offset for each of the plurality of parallel channels based on an estimate of the quality of the data transmission received on the parallel channel.

63. The processor readable media of claim 62 and further storing instructions operable to:

- adjust the transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

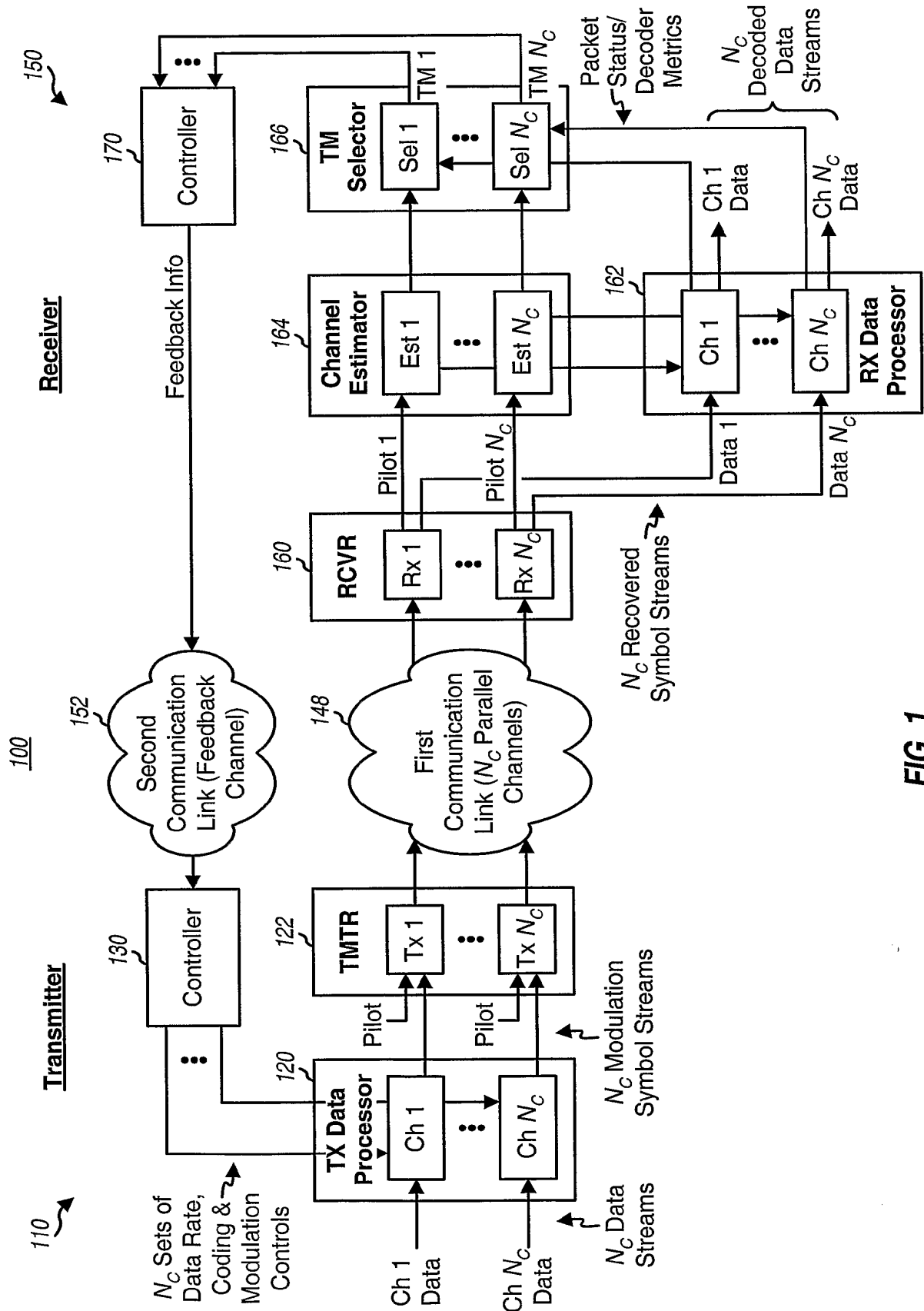


FIG. 1

2/12

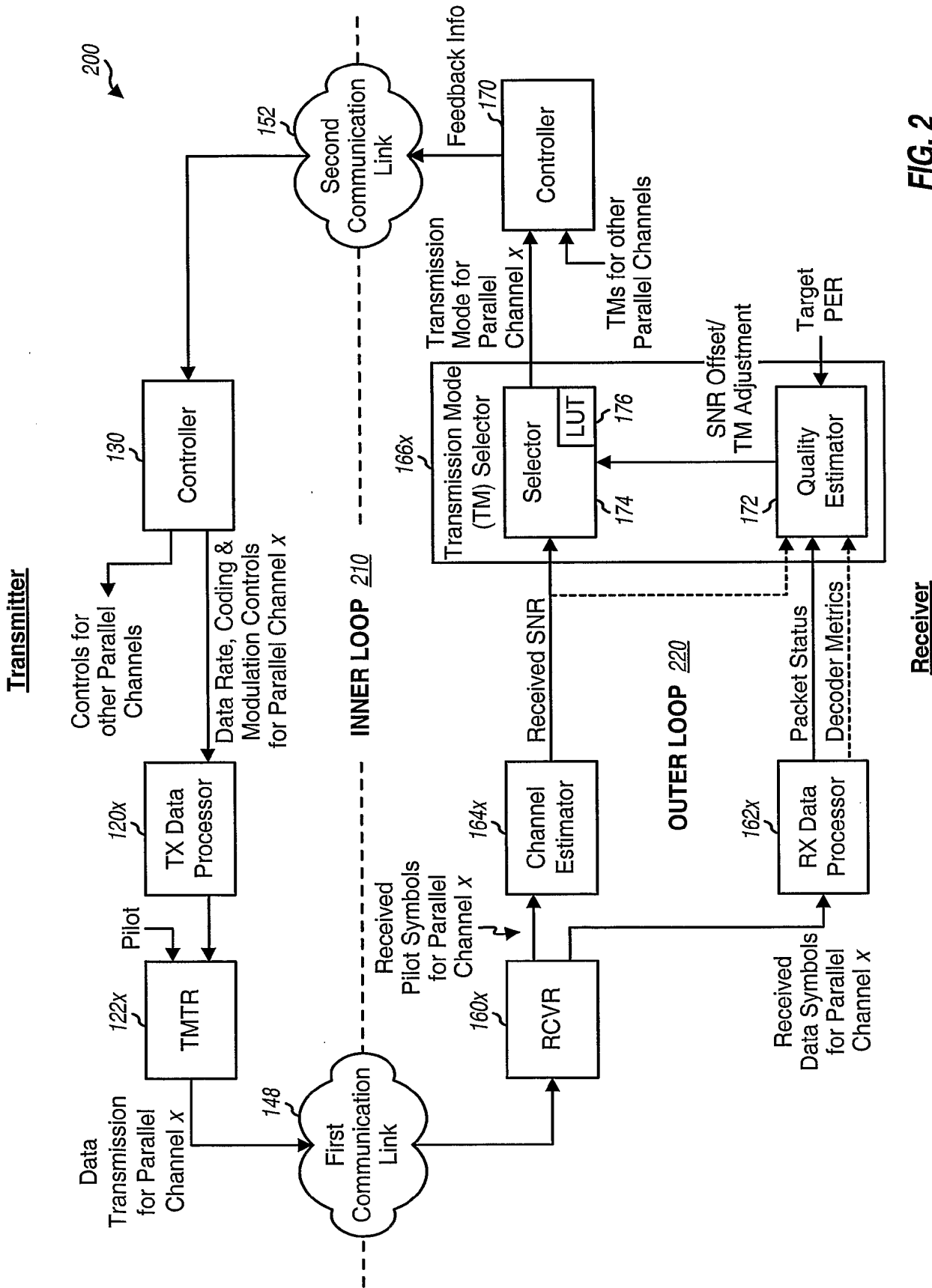


FIG. 2

3/12

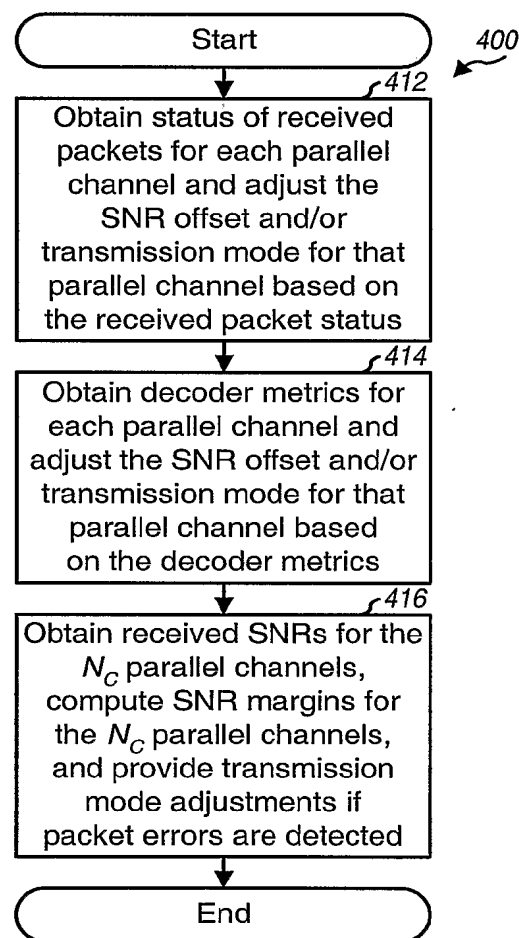
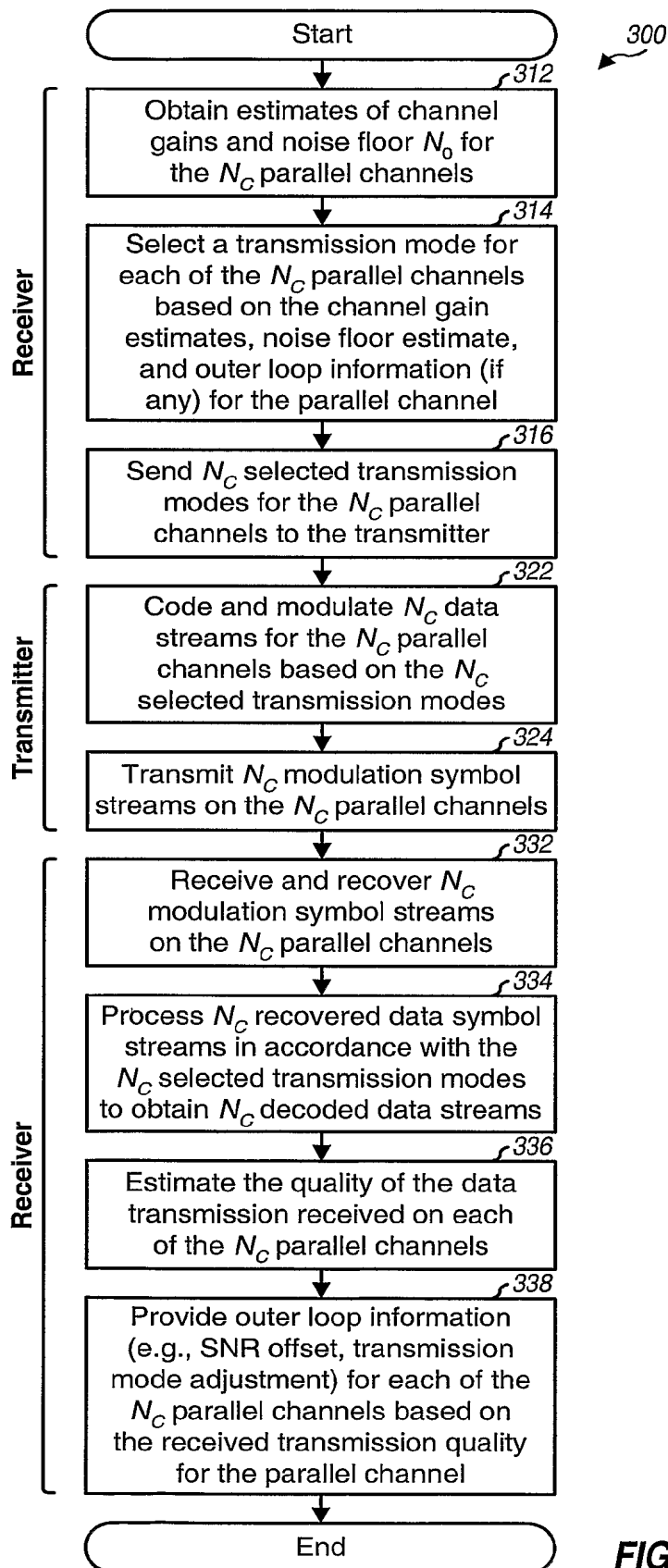


FIG. 4

FIG. 3

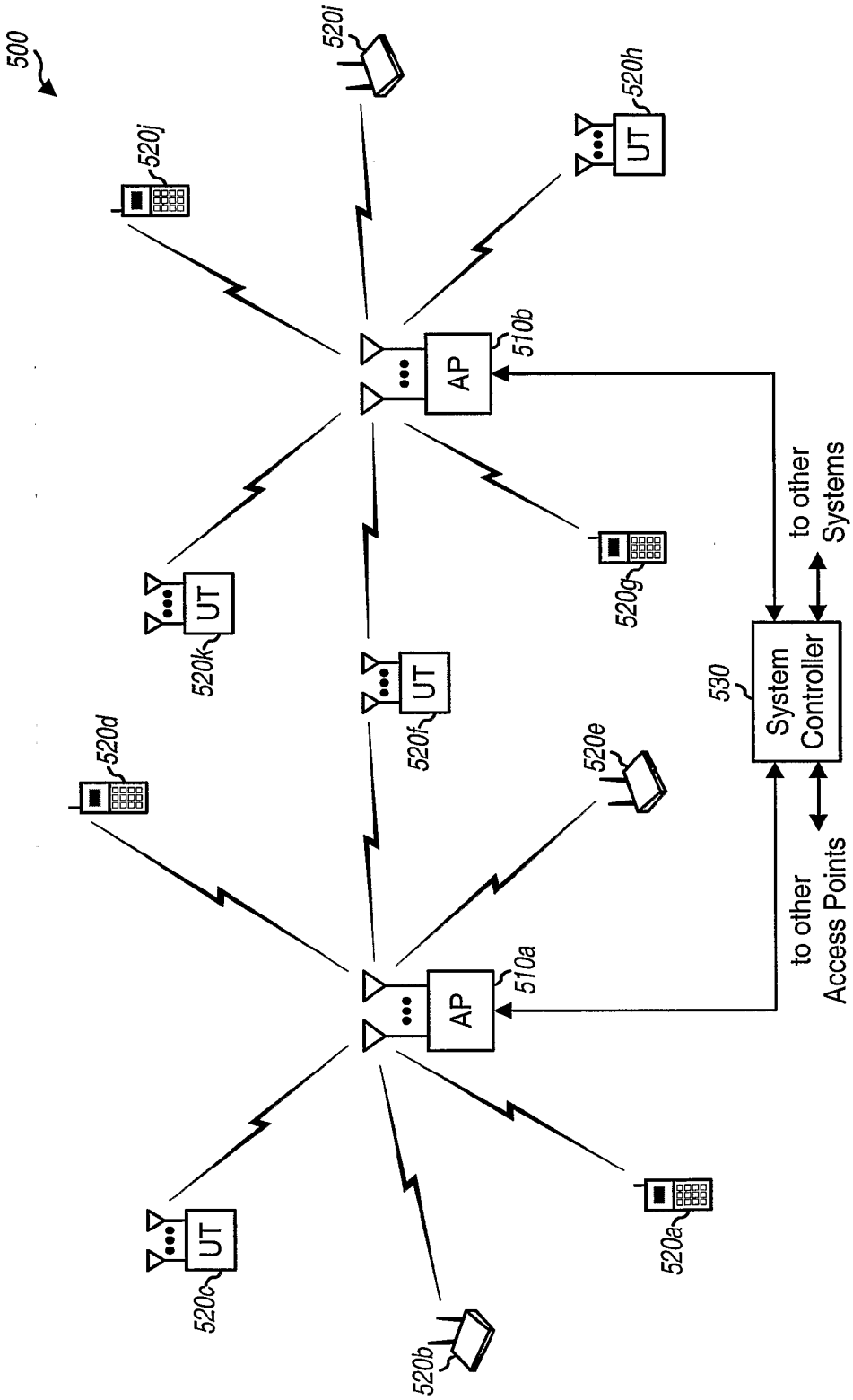


FIG. 5

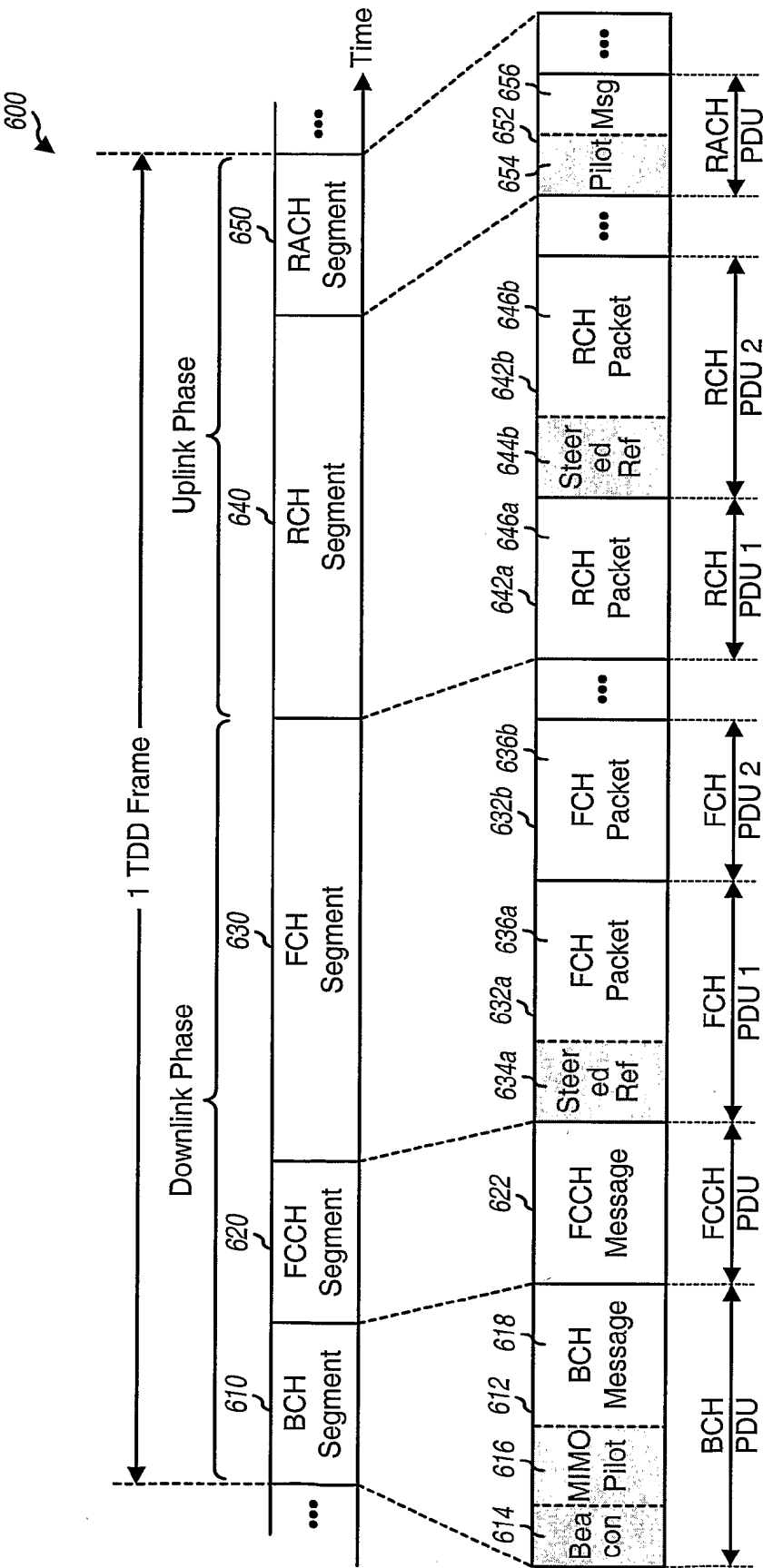
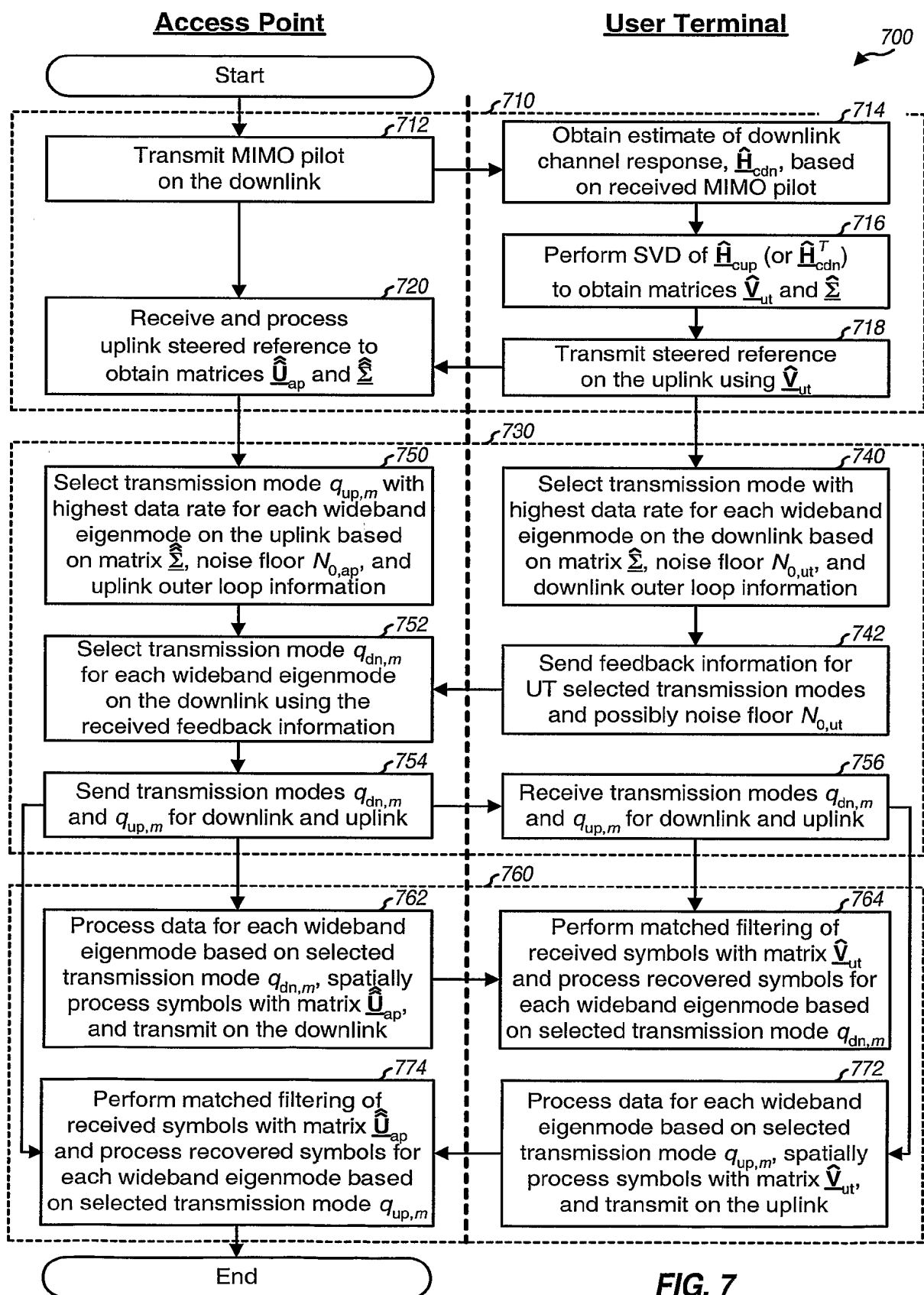


FIG. 6

6/12



7/12

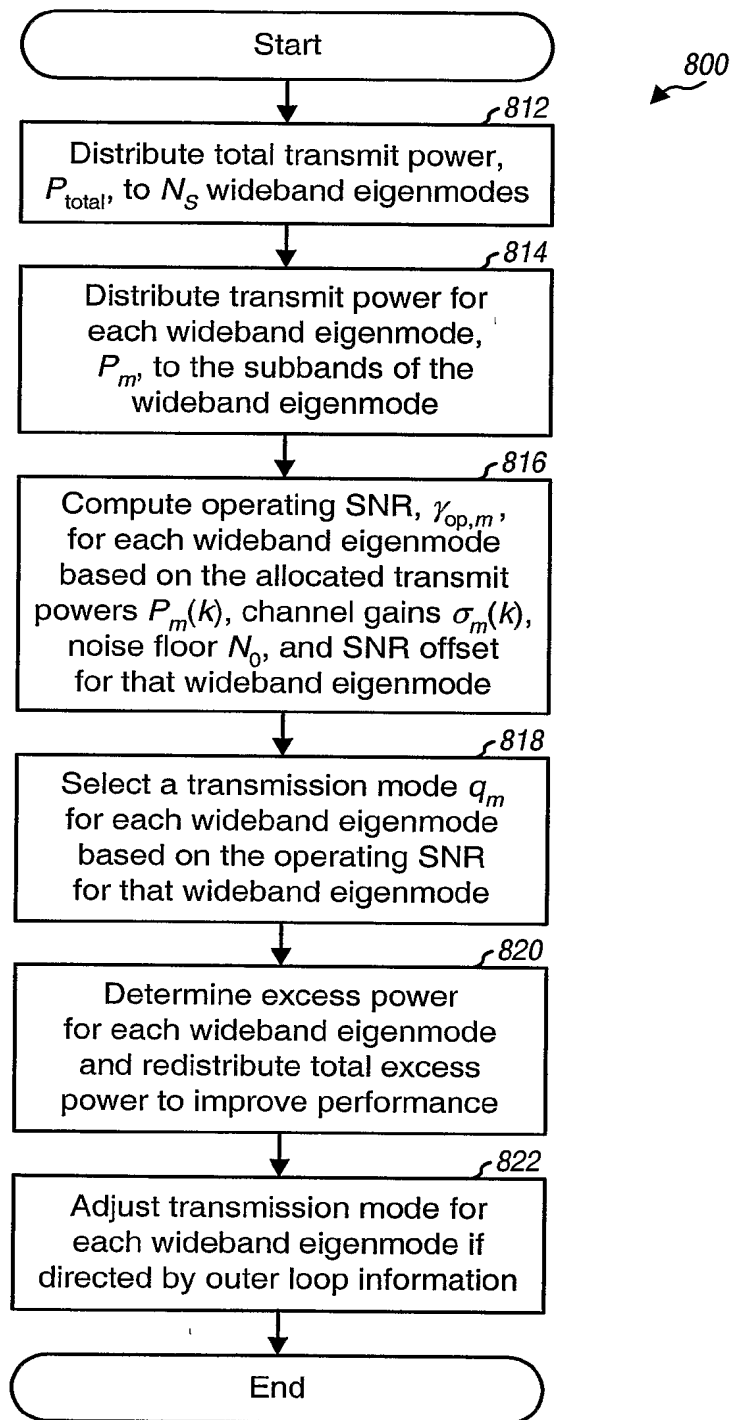


FIG. 8

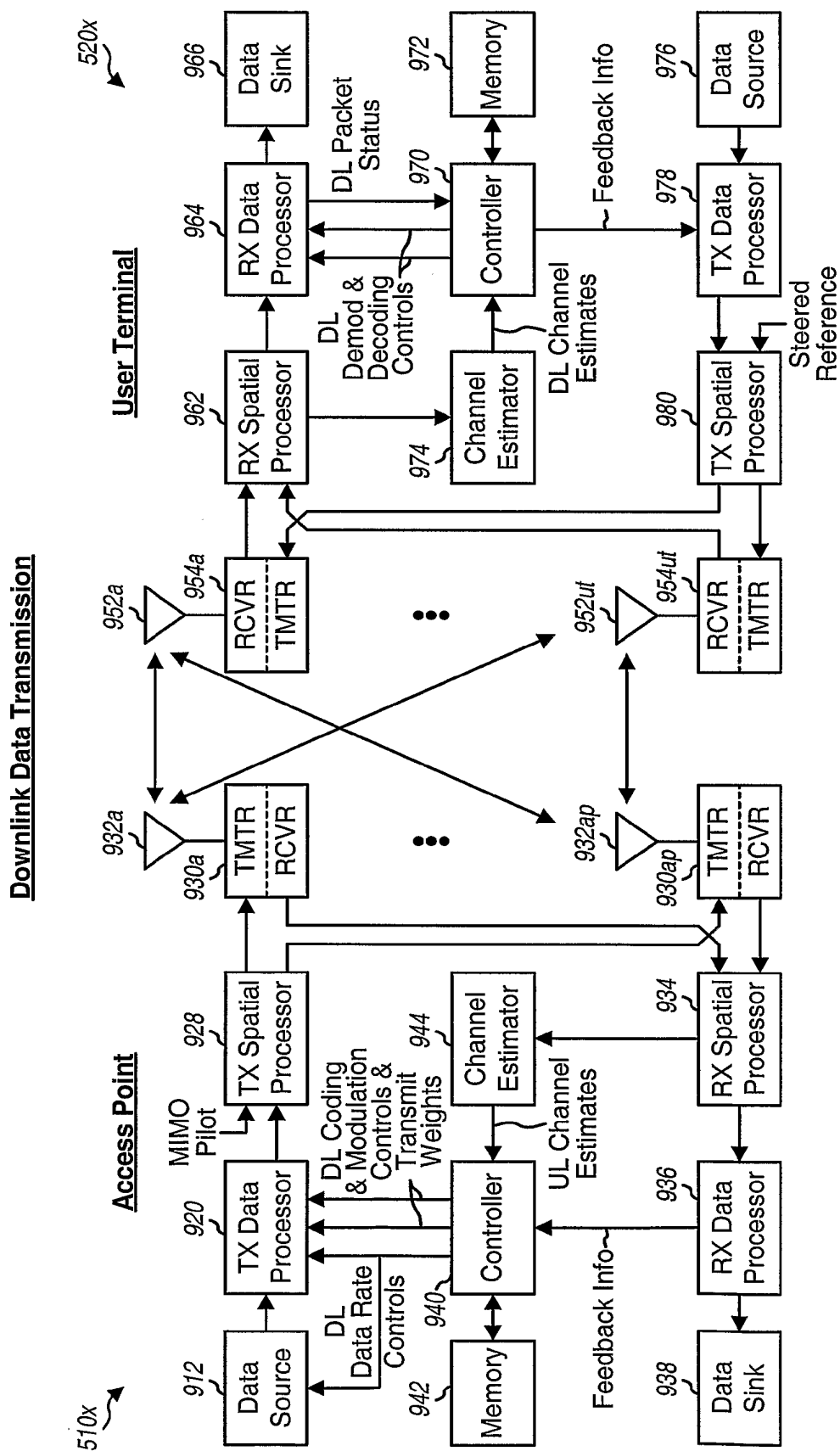


FIG. 9A

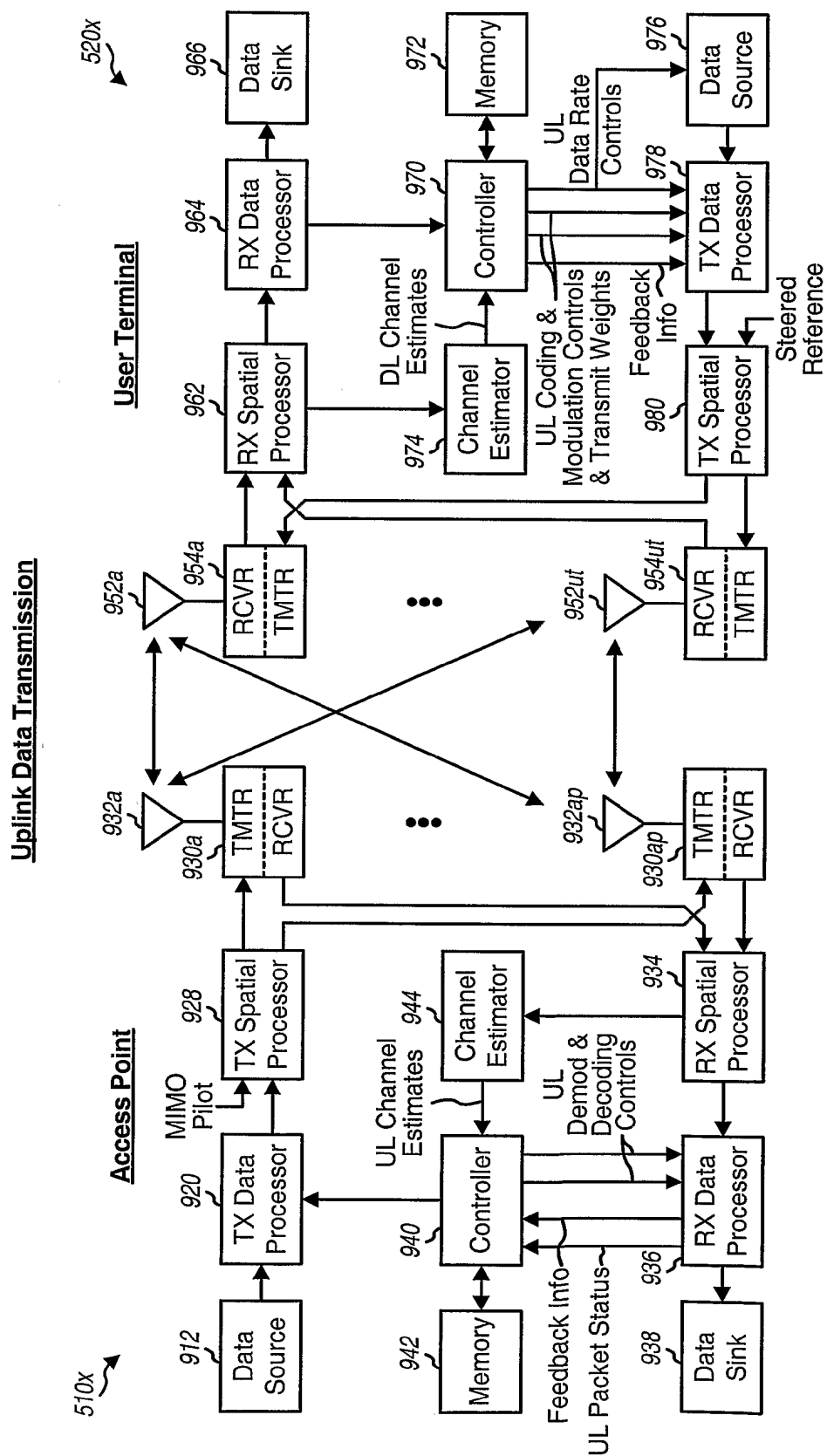


FIG. 9B

10/12

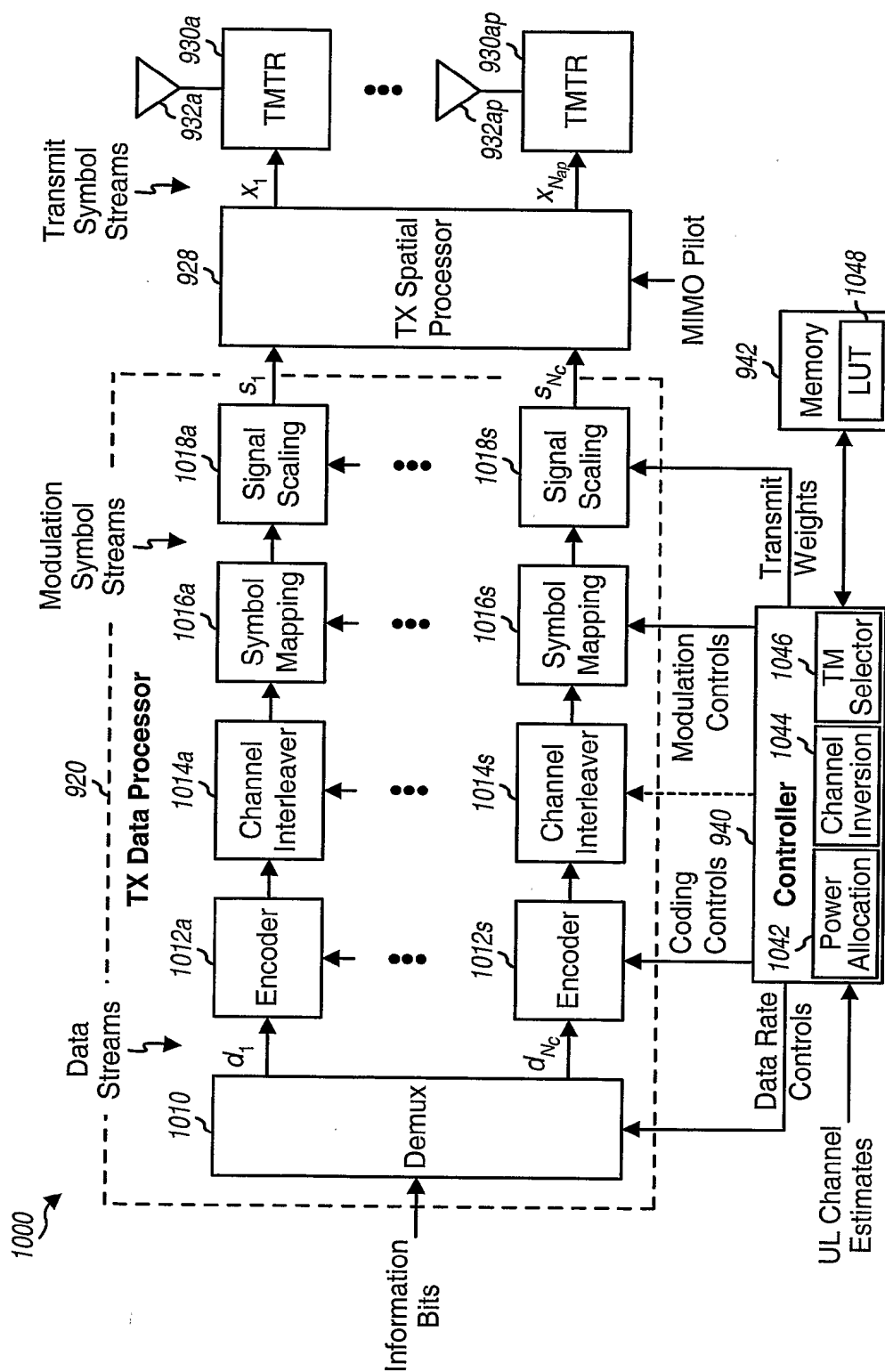


FIG. 10

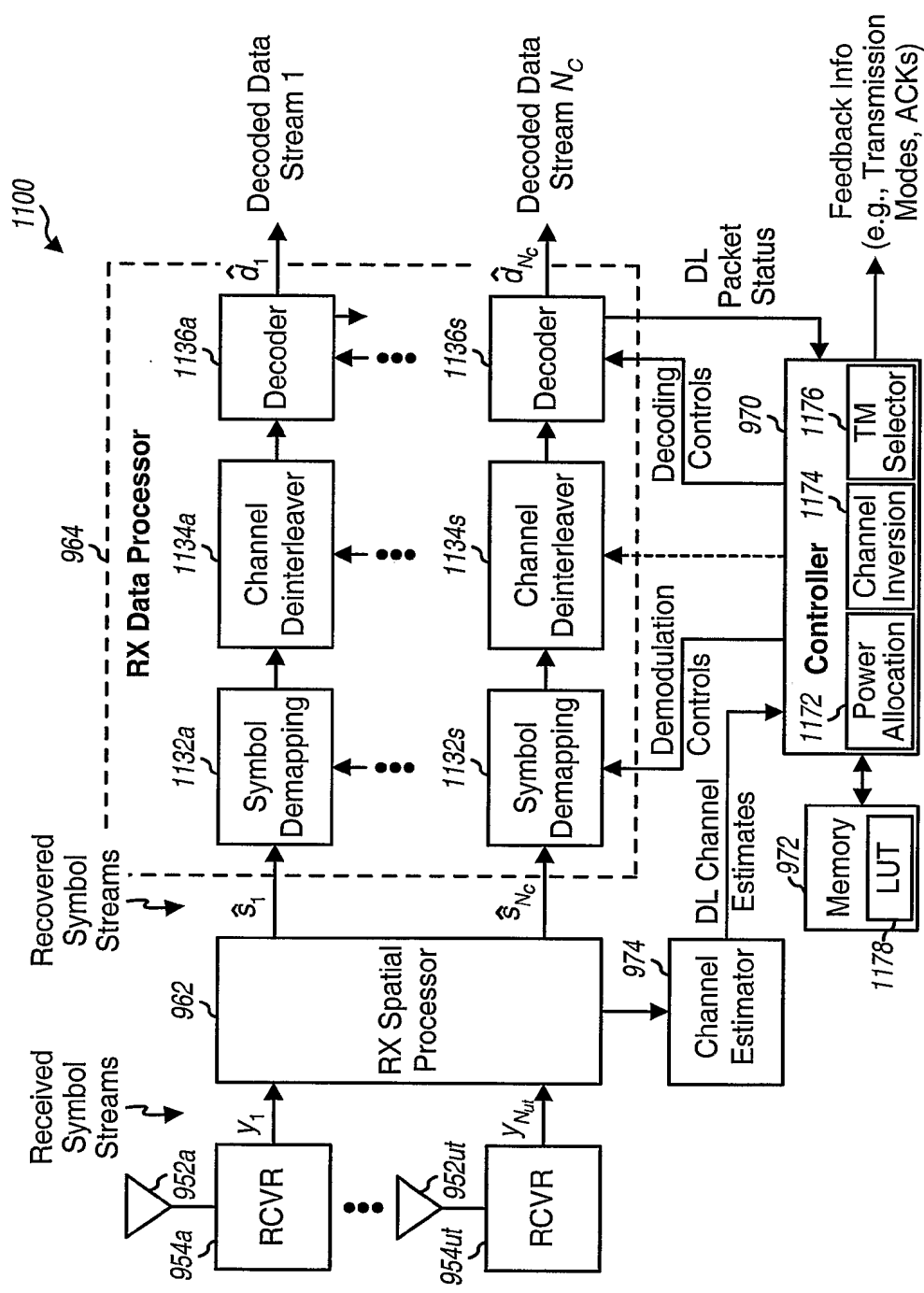
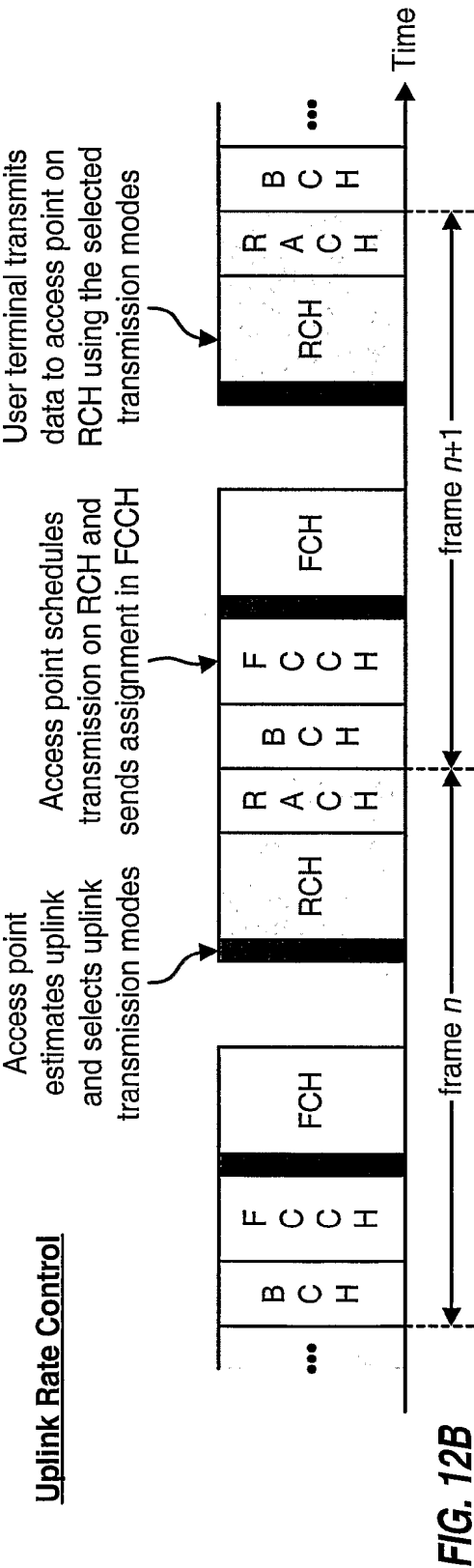
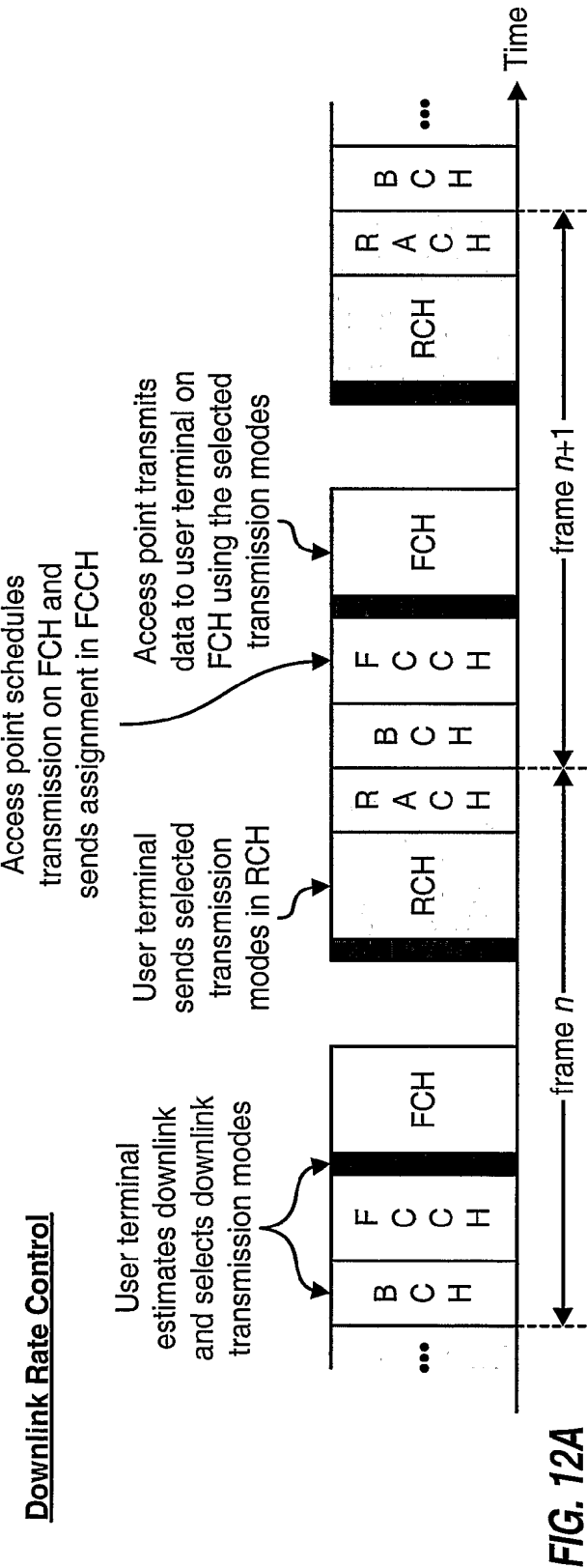


FIG. 11



KOREAN INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE

KOREAN PATENT ABSTRACTS

(11)Publication number: 1020030085040 A
(43)Date of publication of application: 01.11.2003

(21)Application number: 1020037012349
(22)Date of filing: 22.09.2003
(30)Priority: 23.03.2001 1

(71)Applicant: QUALCOMM INCORPORATED
(72)Inventor: LING FUNYUN
WALTON JAY R.
HOWARD STEVEN J.
WALLACE MARK
KETCHUM JOHN W.

(51)Int. Cl. H04B 7/04

(54) METHOD AND APPARATUS FOR UTILIZING CHANNEL STATE INFORMATION IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

(57) Abstract:

Techniques for transmitting data from a transmitter unit to a receiver unit in a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system. In one method, at the receiver unit, a number of signals are received via a number of receive antennas, with the received signal from the transmitter unit. The received signals are processed to derive channel state information (CSI) indicative of characteristics of a number of transmission channels used for data transmission. The CSI is transmitted back to the transmitter unit. At the transmitter unit, the CSI from the receiver unit is received and data for transmission to the receiver units is processed based on the received CSI.

(19)대한민국특허청(KR) (12) 공개특허공보(A)

(51) 。 Int. Cl.⁷
H04B 7/04

(11) 공개번호
(43) 공개일자

특2003-0085040
2003년11월01일

(21) 출원번호 10-2003-7012349
(22) 출원일자 2003년09월22일
 번역문 제출일자 2003년09월22일
(86) 국제출원번호 PCT/US2002/08733
(86) 국제출원출원일자 2002년03월22일

(87) 국제공개번호 WO 2002/78211
(87) 국제공개일자 2002년10월03일

(30) 우선권주장 09/816,481 2001년03월23일 미국(US)

(71) 출원인 팔콤 인코포레이티드
미국 캘리포니아 샌디에고 모어하우스 드라이브5775 (우 92121-1714)

(72) 발명자 텅,원운
미국92131캘리포니아샌디에고윌스크릭로드11382

왈튼,제이,알.
미국01886매사추세츠웨스트포드레지우드드라이브7

호워드,스티븐,제이.
미국01721매사추세츠애쉬 랜드헤리티지애브뉴75

윌레이크스,마크
미국01730매사추세츠베드포드마텔레인4

켓츠,존,더블유.
미국01451매사추세츠하바드캔들베리레인37

(74) 대리인 남상선

심사청구 : 없음

(54) 무선 통신 시스템에서 채널 상태 정보를 사용하기 위한방법 및 장치

요약

본 발명은 다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신시스템에서 송신기 유닛으로부터 수신기 유닛으로 데이터를 전송하기 위한 기술에 관한 것이다. 한 방법에 있어서, 수신기 유닛에서는 송신기 유닛으로부터 다수의 수신 안테나를 통해 다수의 신호가 수신된다. 수신된 신호는 데이터 전송을 위하여 사용되는 다수의 전송채널의 특성을 나타내는 채널상태 정보(CSI)를 유도하도록 처리된다. CSI는 송신기 유닛으로 다시 전송된다. 송신기 유닛에서, 수신기 유닛으로부터의 CSI가 수신되며 수신기 유닛에 전송하기 위한 데이터는 수신된 CSI에 기초하여 처리된다.

대표도

도 5

명세서

기술분야

본원발명은 데이터 통신에 관한 것으로서, 특히 무선 통신 시스템에서 개선된 성능을 제공하기 위해 채널 상태 정보를 (전체 또는 부분적으로) 이용하는 신규하고 개선된 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경기술

음성, 데이터 등과 같은 다양한 타입의 통신을 제공하기 위해 무선 통신 시스템들이 널리 사용되고 있다. 이러한 시스템들은 코드 분할 다중 접속(CDMA), 시 분할 다중 접속(TDMA), 직교 주파수 분할 변조(OFDM), 또는 다른 변조 기술들에 기반한다. OFDM 시스템들은 일부 채널 환경들에 있어서 고성능을 제공할 수 있다.

지상 통신 시스템에서(예를 들면, 셀룰러 시스템, 방송 시스템, 다중 채널 다중 포인트 분배 시스템(MMDS) 등), 송신기 유닛으로부터의 RF 변조 신호는 많은 통신 경로들을 통해 수신기 유닛에 도달한다. 일반적으로 통신 경로들의 특성들은 페이딩 및 다중 경로와 같은 많은 인자들로 인해 시간에 따라 변화된다.

이러한 유익하지 못한 경로 효과들에 대한 다이버시티를 제공하고 성능을 개선시키기 위해, 복수의 송신 및 수신 안테나들이 사용될 수 있다. 송신 및 수신 안테나들 사이의 전송 경로들이 선형적으로 독립적이면(즉, 하나의 경로상에서의 전송이 다른 경로들 상에서의 전송들의 선형 조합으로서 형성되지 않으면), 전송된 신호를 정확하게 수신할 확률이 안테나들의 수가 증가함에 따라 증가되며, 이러한 조건은 어느정도는 사실이다. 일반적으로 송신 및 수신 안테나들의 수가 증가하면 다이버시티가 증가하고 성능이 개선된다.

다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신 시스템은 데이터 전송을 위해 다수의(N_T) 송신 안테나들 및 다수의(N_R) 수신 안테나들을 사용한다. MIMO 채널은 N_C 개의 독립 채널들로 분해될 수 있으며, 여기서 $N_C \leq \min\{N_T, N_R\}$ 이다. N_C 개의 독립 채널들 각각은 MIMO 채널의 공간 부채널로 언급되고 차원(dimension)에 해당한다. MIMO 시스템은 다수의 송신 및 수신 안테나들에 의해 발생된 추가적인 차원들이 이용되는 경우 개선된 성능을 제공할 수 있다.

따라서, 개선된 시스템 성능을 제공하기 위해 MIMO 시스템에 의해 발생된 추가적인 차원들을 이용할 수 있도록 채널 상태 정보(CSI)를 이용하는 기술이 필요하다.

발명의 상세한 설명

본원발명의 양상은 송신 신호들을 복원하기 위해 다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신 시스템에서 수신 신호들을 처리하고 MIMO 채널의 특성들을 추정하는 기술들을 제공한다. 다양한 수신기 처리 방식들이 데이터 전송을 위해 사용되는 전송 채널들을 특성을 표시하는 채널 상태 정보(CSI)를 유도하기 위해 사용된다. 그리고 나서 CSI는 송신기 시스템으로 전달되어 신호 처리(예를 들면, 코딩, 변조 등)를 조정하는데 사용된다. 이러한 방식으로, 고성능이 결정된 채널 조건들에 기반하여 달성된다.

본 발명의 특정 실시예는 MIMO 통신 시스템에서 송신기 유닛으로부터 수신기 유닛으로 데이터를 전송하기 위한 방법을 제공한다. 상기 방법에 따라, 수신기 유닛에서, 다수의 신호들이 다수의 안테나들을 통해 수신되고, 각각의 수신 안테나로부터 수신된 신호는 송신 유닛으로부터 전송된 하나 또는 그 이상의 신호들의 조합으로 구성된다. 수신된 신호들은 (예를 들어, 채널 상관 매트릭스 역변환(CDMI) 방식, 언바이어스 최소 평균 자승 에러(UMMSE) 방식, 또는 다른 수신기 처리 방식을 통해) 처리되어 데이터 전송을 위해 사용되는 다수의 전송 채널들의 특성들을 표시하는 CSI를 유도한다. CSI는 인코딩되어 송신기 유닛으로 전송된다. 송신기 유닛에서, 수신기 유닛으로부터의 CSI는 수신되고 수신기 유닛으로의 전송을 위한 데이터는 수신된 CSI에 기반하여 처리된다.

송신기 유닛에 보고된 CSI는 전체 CSI 또는 부분 CSI를 포함할 수 있다. 전체 CSI는 송신 및 수신 안테나들의 모든 쌍들 사이의 통신 경로의 충분한 전체-대역폭 특성(예를 들면, 가용 대역폭 상의 위상 및 진폭)을 포함한다. 부분 CSI는 예를 들면, 전송 채널의 신호대잡음비(SNR)을 포함한다. 송신기 유닛에서, 각 전송 채널에 대한 데이터는 전송 채널에 대한 SNR 평가치에 기반하여 코딩될 수 있고, 각 전송 채널에 대한 코딩된 데이터는 이러한 SNR 평가치에 기반하여 선택된 변조 방식에 따라 변조될 수 있다. 전체-CSI 처리에 있어서, 변조 심볼들은 또한 수신된 CSI에 따라 전송에 앞서 사전-처리된다.

본 발명의 추가적인 특징 및 양상은 하기 도면을 참고로 하여 선호되는 실시예들을 통해 상술될 것이다.

도면의 간단한 설명

도1은 본 발명의 다양한 실시예들 및 양상들을 구현할 수 있는 다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신 시스템의 다이어그램이다.

도2A 및 2B는 부분-CSI 처리 및 전체-CSI 처리를 각각 수행할 수 있는 MIMO 송신기 시스템의 실시예에 대한 블록 다이어그램이다.

도3은 직교 주파수 분할 변조(OFDM)를 이용하는 MIMO 송신기 시스템의 실시예에 대한 블록 다이어그램이다.

도4는 상이한 송신 타입들에 대한 상이한 처리를 제공할 수 있고 또한 OFDM을 사용하는 MIMO 송신기 시스템의 일부를 보여주는 블록 다이어그램이다.

도5 및 6은 각각 채널 상관 매트릭스 역변환(CCM) 기술 및 언바이어스 최소 평균 자승 에러(UMMSE) 방식에 기반하여 데이터 전송을 처리할 수 있고 다수(NR)의 수신 안테나들을 갖는 수신기 시스템의 2가지 실시예들에 대한 블록 다이어그램이다.

도7A는 3개의 수신기 처리 기술들 및 상이한 SNR 값들에 대한 MIMO 시스템의 평균 처리량을 보여주는 도이다.

도7B는 데이터 히스토그램에 기반하여 발생된 3개의 수신기 처리 기술들에 대한 누적 확률 분포 함수들(CDF)을 보여주는 도이다.

실시예

도1은 본 발명의 다양한 양상들 및 실시예들을 구현할 수 있는 다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신 시스템(100)의 다이어그램이다. 시스템(100)은 제2 시스템(150)과 통신하는 제1 시스템(110)을 포함한다. 시스템(100)은 스펙트럼 효율성을 증가시키고, 성능을 개선시키며, 유연성을 향상시키기 위해 안테나, 주파수, 및 시간 다이버시티(하기에서 상술됨)의 조합을 사용하여 동작될 수 있다. 일 양상에서, 시스템(150)은 통신 링크의 특성들을 결정하고 시스템(110)으로 채널 상태 정보(CSI)를 보고하도록 동작될 수 있고, 시스템(110)은 보고된 CSI에 기반하여 전송될 데이터의 처리(예를 들면, 인코딩 및 변조)를 조정하도록 동작될 수 있다.

시스템(110) 내에서, 데이터 소스(112)는 송신(TX) 데이터 처리기(114)로 데이터(즉, 정보 비트들)를 제공하고, 상기 데이터 프로세서(114)는 특정 인코딩 방식에 따라 데이터를 인코딩하고, 특정 인터리빙 방식에 따라 인코딩된 데이터를 인터리빙(즉, 재정렬)하며, 데이터 전송에 사용되는 하나 또는 그 이상의 전송 채널들에 대해 인터리빙된 비트들을 변조 심볼들에 매핑시킨다. 이러한 인코딩은 데이터 전송의 신뢰성을 증가시킨다. 상기 인터리빙은 코딩된 비트들에 대해 시간 다이버시티를 제공하고, 데이터 전송에 사용되는 전송 채널들에 대한 평균 신호대잡음비(SNR)에 기반하여 데이터가 전송될 수 있도록 하여주며, 페이딩을 완화시키고, 또한 각 변조 심볼을 형성하는데 사용되는 코딩 비트들 사이의 상관관계를 제거시킨다. 코딩된 비트들이 다수의 주파수 부채널들 상에서 전송되면, 이러한 인터리빙은 추가로 주파수 다이버시티를 제공한다. 본 발명의 일 양상에 따라, 인코딩, 인터리빙, 및 심볼 매핑(또는 이들의 조합)은 도1에 도시된 바와 같이 시스템(110)에 제공되는 전체 또는 부분 CSI에 기반하여 수행된다.

송신기 시스템(110)에서의 인코딩, 인터리빙, 및 심볼 매핑은 여러 방식들에 기반하여 수행될 수 있다. 하나의 특정 방식은 미국 특허 출원 번호 09/776,073, 제목 CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM 에 제시되어 있고, 이는 본 발명의 양수인에게 양도되었으며, 본 명세서에서 참조된다.

MIMO 시스템(100)은 통신 링크의 송신 및 수신단들에서 다수의 안테나들을 사용한다. 이러한 송신 및 수신 안테나들은 송신 다이버시티 및 수신 다이버시티를 포함하여 공간 다이버시티의 다양한 형태들을 제공하기 위해 사용된다. 공간 다이버시티는 다수의 송신 안테나들 및 하나 또는 그 이상의 수신 안테나를 사용하는 것을 특징으로 한다. 송신 다이버시티는 다수의 송신 안테나들 상에서의 데이터 전송으로 특징지어진다. 일반적으로, 추가적인 처리가 요구되는 다이버시티를 달성하기 위해 송신 안테나들로부터 전송된 데이터상에서 이뤄진다. 예를 들어, 상이한 송신 안테나들로부터 전송된 데이터는 시간적으로 지연 또는 재정렬되고, 가용 송신 안테나들 상에서 코딩 및 인터리빙된다. 수신 다이버시티는 다수의 수신 안테나들 상에서 전송 신호들의 수신에 의해 특징지어지고, 다이버시티는 상이한 신호 경로들을 통해 간단히 신호들을 수신함으로써 달성된다.

시스템(100)은 다양한 통신 모드들에서 동작할 수 있고, 각 통신 모드는 안테나, 주파수, 또는 시간 다이버시티, 또는 이들의 조합을 이용한다. 이러한 통신 모드들은 예를 들어 다이버시티 통신 모드 및 MIMO 통신 모드를 포함할 수 있다. 다이버시티 통신 모드는 통신 링크의 신뢰성을 증가시키기 위해 다이버시티를 사용한다. 순수(pure) 다이버

시티 통신 모드로 지칭되는 다이버시티 통신 모드의 일반적인 응용예에서, 데이터는 모든 가용 송신 안테나들로부터 수신 시스템으로 전송된다. 순수 다이버시티 통신 모드는 데이터 레이트 요구조건들이 낮거나 또는 SNR 이 낮은 경우, 또는 이 두가지 모두가 사실이 경우에서 사용될 수 있다. MIMO 통신 모드는 통신 링크의 양 단(즉, 다수의 송신 안테나들 및 다수의 수신 안테나들)에서 안테나 다이버시티를 사용한다. MIMO 통신 모드는 안테나 다이버시티와 조합하여 추가적으로 주파수 및/또는 시간 다이버시티를 사용할 수 있다.

시스템(100)은 추가로 동작 주파수 밴드를 다수의(L개) 주파수 부채널들(즉, 주파수 빈들)로 효과적으로 분할하는 직교 주파수 분할 변조(OFDM)를 사용한다. 각 타임 슬롯에서(즉, 주파수 부채널의 대역폭에 의존하는 특정 시간 인터벌), 변조 심볼은 L개의 주파수 부채널들 각각에서 전송된다.

시스템(100)은 다수의 송신 채널들을 통해 데이터를 전송하도록 동작된다. 상술한 바와 같이, MIMO 채널은 N_c 개의 독립 채널들로 분해되며, 여기서 $N_c \leq \min\{N_T, N_R\}$ 이다. N_c 개의 독립 채널들 각각은 또한 MIMO 채널의 공간 부채널로서 언급된다. OFDM을 이용하지 않는 MIMO 시스템에 있어서, 단지 하나의 주파수 부채널만이 존재하고 각각의 공간 부채널은 전송 채널로 언급된다. OFDM을 사용하는 MIMO 시스템에 있어서, 각각의 주파수 부채널의 각 공간 부채널은 전송 채널로서 언급된다. MIMO 통신 모드에서 동작하지 않는 OFDM 시스템에 있어서, 단지 하나의 공간 부채널만이 존재하고 각각의 주파수 부채널은 전송 채널로서 언급된다.

MIMO 시스템은 다중 송신 및 수신 안테나들에 의해 발생된 추가적인 차원(dimensionality)들이 이용되는 경우, MIMO 시스템은 개선된 성능을 제공할 수 있다. 이는 송신기에서 CSI의 정보를 반드시 필요로하지는 않지만, 증가된 시스템 효율 및 성능은 송신기 안테나들로부터 수신기 안테나들로 전송 특성들을 표시하는 CSI가 제공되는 경우에 가능하다. CSI는 전체 CSI 또는 부분 CSI로서 카테고리화 된다.

전체 CSI는 $N_T \times N_R$ MIMO 매트릭스에서 각각의 송신기-수신기 안테나 쌍 사이의 전파 경로에 대해 전체 시스템 대역폭(즉, 각각의 주파수 부채널)에 걸친 충분한 특성(예를 들면, 진폭 및 위상)을 포함한다. 전체-CSI 처리는 (1) 채널 특성이 송신기 및 수신기 모두에서 이용가능하고, (2) 송신기가 MIMO 채널에 대한 아이겐모드들을 계산하고(하기에서 기술됨), 아이겐모드들에서 전송될 변조 심볼들을 결정하고, 변조 심볼들을 조절하고(필터링하고), 조절된 변조 심볼들을 전송하며, (3) 각 전송 채널에 필요한 N_c 개의 공간 매칭 필터 계수들(즉, 각각의 아이겐모드)을 계산하기 위해 채널 특성에 기반하여 선형 전송 처리에 대한 상보적 처리(예를 들면, 공간 매칭 필터)를 수행하는 것을 의미한다. 전체-CSI 처리는 변조 심볼들을 유도하기 위해 채널의 고유값(하기에서 기술됨)에 기반하여 각 전송 채널에 대한 데이터 처리(예를 들면, 적절한 코딩 및 변조 방식의 선택)를 추가로 수반한다.

부분 CSI는 예를 들어, 전송 채널들의 신호대잡음비(SNR)를 포함한다(즉, OFDM이 없으면 MIMO 시스템의 각 공간 서브 채널에 대한 SNR, 또는 OFDM 이 있으면 MIMO 시스템의 각 공간 부채널에 대한 각각의 주파수 부채널의 SNR). 부분-CSI 처리는 채널의 SNR에 기반하여 각 전송 채널에 대한 데이터 처리(예를 들면, 적절한 코딩 및 변조 방식의 선택)를 의미한다.

도1을 참고하여, TX MIMO 프로세서(120)는 TX 데이터 프로세서(114)로부터 변조 심볼들을 수신하고 프로세스하여 상기 MIMO 채널 상에서 송신하기에 적절한 심볼들을 제공한다. 상기 TX MIMO 프로세서(120)에 의해 수행된 상기 프로세스는 전체 또는 부분적인 CSI 프로세싱이 사용되는지에 의존하며, 이하에서 보다 자세히 설명된다.

전체 CSI 프로세싱에 대해, TX MIMO 프로세서(120)는 상기 변조 심볼을 디멀티플렉스하고 미리 조절한다. 그리고 부분적인 CSI 프로세싱에 대해서, TX MIMO 프로세서(120)는 상기 변조 심볼들을 단순히 디멀티플렉스한다. 상기 전체 및 부분적인 CSI MIMO 프로세싱은 이하에서 보다 구체적으로 설명된다. 전체 CSI 프로세싱을 사용하고 OFDM을 사용하지 않는 MIMO 시스템에서, TX MIMO 프로세서(120)는 각 송신 안테나에 대해 사전 조절된 변조 심볼들의 스트림을 제공하는데, 시간 슬롯 당 하나의 사전 조절된 변조 심볼을 제공한다. 각 사전 조절된 변조 심볼들은 이하에서 보다 자세히 설명되는 것과 같이, 상기 N_c 공간 부채널에 대해 소정의 시간 슬롯에서 선형 조합의 N_c 변조 심볼들이다. 전체 CSI 프로세싱과 OFDM을 사용하는 MIMO 시스템에서, TX MIMO 프로세서(120)는 각 송신 채널에 대해 사전 조절된 변조 심볼 벡터들의 스트림을 제공하는데, 각 벡터는 소정의 시간 슬롯 동안 L 주파수 부채널들에 대한 L개의 사전 조절된 변조 심볼을 포함하고 있다. 부분적인 CSI 프로세싱을 사용하고 OFDM을 사용하지 않는 MIMO 시스템에서, TX MIMO 프로세서(120)는 각 송신 안테나에 대해 사전 조절된 변조 심볼들의 스트림을 제공하는데, 시간 슬롯 당 하나의 변조 심볼을 제공한다. 그리고, 부분적인 CSI 프로세싱과 OFDM을 사용하는 MIMO 시스템에서, TX MIMO 프로세서(120)는 각 송신 안테나에 대해 변조 심볼 벡터들의 스트림을 제공하는데, 각 벡터는 소정의 시간 슬롯동안 L 주파수 부채널들에 대한 L개의 사전 조절된 변조 심볼을 포함하고 있다. 상기 설명된 모든 경우에, 변조 심볼들 또는 변조 심볼 벡터들의 각 스트림은 개별적인 변조기(MOD, 122)에 의해 수신되어 변조되며, 관련된 안테나(124)를 통해 송신된다.

도1에 도시되어 있는 실시예에서, 수신기 시스템(150)은 상기 송신된 신호들을 수신하고 상기 수신된 신호를 각각의 복조기(DEMOD, 154)에 제공하는 수개의 수신 안테나들(152)을 포함한다. 각 복조기(154)는 상기 변조기(122)에서

수행된 프로세싱에 보완적인 프로세싱을 수행한다. 모든 복조기들(154)로부터의 상기 복조된 심볼들은 (RX, MINO) 프로세서(156)에 의해 수신되도록 제공되며, 이하에서 설명된 방식으로 프로세스된다. 상기 송신 채널들에 대해 상기 수신된 변조 심볼들은 RX 데이터 프로세서(158)에 제공되는데, 상기 프로세서는 TX 데이터 프로세서(114)에 의해 수행된 프로세싱에 보완적인 프로세싱을 수행한다. 특정 설계에서, RX 데이터 프로세서(158)는 상기 수신된 변조 심볼들을 지시하는 비트 값을 제공하고, 상기 비트 값들을 디인터리빙하며, 상기 디인터리브된 값들을 디코드하여 디코드된 비트들을 발생하는데, 이것은 데이터 싱크(160)로 제공된다. 상기 수신되어 디매핑되고, 디인터리빙되고 디코드된 심볼은 송신기 시스템(110)에서 수행된 매핑, 인터리빙 및 인코딩에 대응한다. 상기 수신기 시스템(150)에 의한 프로세싱은 이하에서 보다 구체적으로 설명된다.

MIMO 시스템의 공간 부채널(보다 일반적으로, OFDM을 가지고 있는 또는 가지고 있지 않은 MIMO 시스템의 송신 채널들)들은 전형적으로 서로 다른 링크 상태를 경험하게 되며(예를 들어 서로 다른 페이딩과 다중 경로 효과), 서로 다른 SNR을 달성할 수 있다. 결국, 상기 송신 채널의 용량은 특정 레벨의 성능에 대한 각 송신 채널 상에서 송신되는 정보 비트 속도(즉, 변조 심볼 당 정보 비트들의 수)에 의해 결정된다. 게다가, 상기 링크 상태들은 전형적으로 시간에 따라 변한다. 결국, 상기 송신 채널에 대해 상기 지원되는 정보 비트 속도는 시간에 따라 변한다. 상기 송신 채널들을 보다 효율적으로 사용하기 위해, 상기 링크 상태들의 CSI는 결정될 수 있으며(전형적으로 상기 수신기 유닛에서) 상기 송신기 유닛으로 제공하여, 상기 프로세싱은 적절하게 조절될 수 있다. 본 발명은 개선된 시스템 성능을 제공하기 위해 CSI를 결정하고 활용하는 기술을 제공한다.

부분적인 CSI 프로세싱을 가지고 있는 MIMO 송신기 시스템

도2A는 도1의 시스템의 송신기 부분의 일 실시예인, MIMO 송신기 시스템(110a)의 실시예에 대한 계통도이다. OFDM을 사용하지 않는 송신기 시스템(110a)은 수신기 시스템(150)에 의해 보고되는 부분적인 CSI에 근거하여 그 것의 프로세싱을 조절할 수 있다. 시스템(110a)은 (1) 정보 비트들을 수신하고 프로세스하여 변조 심볼들을 제공하는 TX 데이터 프로세서(114a) (2) 상기 N_T 송신 안테나들에 대한 변조 심볼들을 멀티플렉스하는 TX MIMO 프로세서(120a)를 포함한다.

TX 데이터 프로세서(114a)는 도1의 TX 데이터 프로세서(114)의 일 실시예이며, 다른 많은 설계들이 TX 데이터 프로세서(114)를 위해 사용될 수 있으며, 이것은 본 발명의 범위에 포함된다. 도2A의 특정 실시예에서, TX 데이터 프로세서(114a)는 인코더(202), 채널 인터리버(204), 천공기(206) 및 심볼 매핑 구성요소(208)를 포함한다. 인코더(202)는 특정 인코딩 구조에 상응하도록 상기 정보 비트들을 수신하고 인코드하여 코드된 비트들을 제공한다. 채널 인터리버(204)는 특정 인터리빙 구조에 근거하여 상기 코드된 비트들을 인터리브하여 다이버시티를 제공한다. 천공기(206)는 0개 이상의 상기 인터리브된 코드 비트들을 천공하여 바람직한 수의 코드된 비트들을 제공한다. 심볼 매핑 구성요소(208)는 상기 데이터를 송신하기 위해 사용되는 하나 이상의 송신 채널들을 위해 상기 천공되지 않은 코드된 비트를 변조 심볼들로 맵한다.

간소화를 위해 비록 도2A에는 도시되어 있지 않지만, 파일럿 데이터(예를 들어 공지된 형태의 데이터)는 인코드될 수 있으며, 상기 프로세스된 정보 비트들과 멀티플렉스된다. 상기 프로세스된 파일럿 데이터는 상기 정보 비트들을 송신하는데 사용되는 송신 채널들의 모든 또는 서브 세트에서 송신될 수 있다(즉, 시분할 멀티플렉스 방식으로). 상기 파일럿 데이터는 공지되어 있으며, 이하에서 보다 자세히 설명되는 것과 같이 채널 평가를 위해 상기 수신기에서 사용될 수 있다.

도2A에 도시되어 있는 것과 같이, 상기 인코딩 및 변조는 수신기 시스템(150)에 의해 보고된 상기 부분적인 CSI에 근거하여 조절될 수 있다. 일 실시예에서, 적응형 인코딩은 고정된 기본 코드(예를 들어, 1/3 터보 코드)를 사용하고 데이터를 송신하기 위해 사용되는 상기 송신 채널의 SNR에 의해 지원되는 것과 같이, 상기 원하는 코드 속도를 달성하기 위해 상기 천공을 조절함으로써 달성될 수 있다. 대안적으로, (블록 202로 점선으로 표시된 화살표에 의해 지시되는 것과 같이)서로 다른 코딩 구조들이 상기 보고된 부분적인 CSI에 근거하여 사용될 수 있다. 예를 들어, 상기 송신 채널들 각각은 독립적인 코드에 의해 코드될 수 있다. 상기 코딩 구조에 의해, 연속적인 널링/등화(nulling/equalization) 및 방해 제거 수신기 프로세싱 구조는 상기 데이터 스트림을 탐지하고 디코드하여 상기 송신 데이터 스트림의 보다 신뢰할 수 있는 평가를 유도하기 위해 사용될 수 있다. 상기 수신기 프로세싱 구조는 이탈리아, 피사, Proc. ISSSE V-BLAST: 리치-분산 무선 채널 상에서 초고속 데이터 속도를 달성하기 위한 구조(An Architecture for Achieving Very High Data Rates over the Rich-Scattering Wireless Channel) 제하의 P.W. Wolniansky에 의한 논문에서 설명되어 있으며, 이하 참고로 통합되어 있다.

각 송신 채널에 대해, 심볼 매핑 구성요소(208)는 논(non)-이진 심볼들을 형성하기 위해 그리고 상기 논-이진 심볼들을 상기 송신 채널을 위해 선택된 특정 변조 구조(예를 들어, QPSK, M-PSK, M-QAM)에 상응하는 신호 배열에 맵하기 위해 천공되지 않은 코드된 비트들의 세트들의 그룹으로 설계될 수 있다. 각 맵된 포인트는 변조 심볼들에 상응한다. 특정 레벨의 성능에 대한 각 변조 심볼들을 위해 전송될 수 있는 정보 비트들의 수는 상기 송신 채널의 SNR에 의존한다. 따라서, 각 송신 채널에 대한 상기 코딩 구조와 변조 구조는 상기 지원되는 부분적인 CSI에 근거하여 선택될 수 있다. 상기 채널 인터리빙은 (블록 204로 화살표에 의해 지시되는 것과 같이)상기 보고된 부분적인 CSI에 근

거하여 조절될 수 있다.

테이블1은 수 개의 SNR 범위들을 위해 사용될 수 있는 코딩 속도와 변조 구조의 여러 조합을 열거하고 있다. 각 송신 채널들에 대한 상기 지원되는 비트 속도는 여러 개의 가능 코딩 속도와 변조 구조 중 하나를 사용하여 달성될 수 있다. 예를 들어, 심볼 당 하나의 정보 비트는 (1) 1/2의 코딩 속도와 QPSK 변조 (2) 1/3 코딩 속도와 8-PSK 변조 (3) 1/4코딩 속도와 16-QAM 또는 다른 코딩 속도와 변조 구조의 조합을 사용하여 달성될 수 있다. 테이블1에서, QPSK, 16-QAM, 64-QAM은 상기 열거된 SNR 범위를 위해 사용된다. 8-PSK, 32-QAM, 128-QAM과 같은 다른 변조 구조들은 또한 본 발명의 범위에서 사용될 수 있다.

테이블1

SNR 범위	심볼 당 정보 비트의 수	변조 심볼	심볼 당 코드된 비트의 수	코딩 속도
1.5-4.4	1	QPSK	2	1/2
4.4-6.4	1.5	QPSK	2	3/4
6.4-8.35	2	16-QAM	4	1/2
8.35-10.4	2.5	16-QAM	4	5/8
10.4-12.3	3	16-QAM	4	3/4
12.3-14.15	3.5	64-QAM	6	7/12
14.15-15.55	4	64-QAM	6	2/3
15.55-17.35	4.5	64-QAM	6	3/4
>17.35	5	64-QAM	6	5/6

TX 데이터 프로세서(114a)로부터의 변조 심볼들은 TX 데이터 프로세서(120a)로 제공되는데, 이것은 도1의 TX MIMO 프로세서(102)의 일 실시예이다. TX MIMO 프로세서(120a)에서, 디멀티플렉서(214)는 상기 수신된 변조 심볼들을 수 개의 변조 심볼의 스트림(NT)로 디멀티플렉스하는데, 하나의 스트림은 상기 변조 심볼들을 송신하는데 사용된다. 각 변조 심볼 스트림은 개별적인 변조기(122)에 제공된다. 각 변조기(122)는 상기 변조 심볼들을 아날로그 신호로 변환하며, 증폭하고 필터링하며 적교변조하고 상기 신호를 상향 변환하여 상기 무선 링크 상에서 송신하기에 적절하게 변조된 신호를 발생한다.

만약 상기 수 개의 공간 부채널이 가용 송신 안테나의 수보다 적으면(즉, $N_c < N_T$), 여러 구조들이 상기 데이터 송신을 위해 사용될 수 있다. 일 구조에서, N_c 변조 심볼 스트림은 발생되어 상기 가용 송신 안테나의 서브세트(즉 N_c)으로 송신된다. 상기 남아있는 송신 안테나($N_T - N_c$)는 상기 데이터 송신을 위해 사용된다. 다른 구조에서, 상기 추가적인 송신 안테나($N_T - N_c$)에 의해 제공되는 추가적인 여유는 상기 데이터 송신의 신뢰도를 개선하기 위해 사용된다. 이러한 구조에서, 하나 이상의 데이터 스트림 각각은 인코딩되고, 인터리브되고, 다수의 송신 안테나 상에서 송신될 수 있다. 데이터 스트림에 대한 상기 다수의 안테나의 사용은 다이버시티를 증가시키며, 경로 효과의 삭제에 대해 신뢰도를 개선한다.

전체 CSI 프로세싱을 가지고 있는 MIMO 송신기 시스템

도2B는 수신기 시스템(150)에 의해 보고된 전체 CSI에 근거하여 데이터를 프로세싱할 수 있는 MIMO 송신기 시스템(110b)의 실시예에 대한 계통도이다. 상기 정보 비트들은 TX 데이터 프로세서(114)에 의해 인코딩되고, 인터리브되고 심볼 맵되어 변조 심볼들을 발생한다. 상기 코딩 및 변조는 상기 수신기 시스템에 의해 보고된 상기 가용 전체 CSI에 근거하여 조절되며, MIMO 송신기 시스템(110a)에 대해 상기 설명된 것과 같이 수행될 수 있다.

TX MIMO 프로세서(120b) 안에서, 채널 MIMO 프로세서(212)는 상기 수신된 변조 심볼들을 다수의 변조 심볼 스트림들로 디멀티플렉스하는데, 각 공간 부채널에 대한 하나의 스트림(즉 고유모드(eigenmode))은 상기 변조 심볼들을 송신하는데 사용된다. 전체-CSI 프로세싱에서, 채널 MIMO 프로세서(212)는 상기 N_c 변조 심볼들을 각 시간 슬롯에 사전 조절하여, 다음과 같이 N_T 사전 조절된 변조 심볼들을 발생한다;

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11}, & e_{12}, & \dots, & e_{1N_c} \\ e_{21}, & e_{22}, & \dots, & e_{2N_c} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{N_T1}, & e_{N_T2}, & \dots, & e_{N_TN_c} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_c} \end{bmatrix} \quad \text{식(1)}$$

여기서, b_1, b_2, \dots, b_{N_c} 는 상기 공간 부채널들 1, 2, ..., N_{N_c} 에 대한 변조 심볼들이며, 각각의 N_c 변조 심볼들은 예를 들어 M-PSK, M-QAM 또는 다른 변조 구조를 사용하여 발생된다.

e_{ij} 는 상기 송신 안테나로부터 상기 수신 안테나로의 상기 송신 특성에 관련 된 고유벡터 매트릭스 E 의 구성요소이며, x_1, x_2, \dots, x_{N_T} 은 다음과 같이 표현될 수 있는 사전 조절된 변조 심볼들이다;

$$x_1 = b_1 \cdot e_{11} + b_2 \cdot e_{12} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{1N_c},$$

$$x_2 = b_1 \cdot e_{21} + b_2 \cdot e_{22} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{2N_c},$$

$$x_{N_T} = b_1 \cdot e_{N_T1} + b_2 \cdot e_{N_T2} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{N_TN_c}.$$

상기 고유벡터 매트릭스(E)는 상기 송신기에 의해 계산될 수 있으며, 상기 수신기에 의해 상기 송신기로 제공된다.

전체 CSI 프로세싱에 대해, 특정 송신 안테나에 대한 각 사전 조절된 변조 심볼들(x_i)는 N_c 공간 부채널까지의 변조 심볼의 선형 조합을 나타낸다. 상기 변조 심볼(x_i) 각각을 위해 사용되는 상기 변조 구조는 상기 고유모드의 효과적인 SNR에 근거하며, 고유값(λ_i)에 비례한다. 각각의 사전 조절된 변조 심볼을 발생하기 위해 사용되는 상기 변조 심볼들(N_c) 각각은 서로 다른 신호 배열에 관련되어 있다. 각 시간 슬롯 동안에, 채널 MIMO 프로세서(212)에 의해 발생된 상기 사전 조절된 변조 심볼(N_T)은 디멀티플렉서(214)에 의해 멀티플렉스되고 변조기(122, N_T)로 제공된다.

상기 전체 CSI 프로세싱은 상기 가용 CSI와 선택된 송신 안테나에 근거하여 수행될 수 있다. 상기 전체 CSI 프로세싱은 또한 선택적으로 능동적으로 인에이블되거나 또는 디스에이블된다. 예를 들어, 상기 전체 CSI 프로세싱은 특정 데이터 송신에 대해서 인에이블되고 다른 데이터 송신에 대해서는 디스에이블된다. 상기 전체 CSI 프로세싱은 예를 들어, 상기 통신 링크가 적절한 SNR을 가질 때 일정 상태에서 인에이블될 수 있다.

OFDM을 가지고 있는 MIMO 송신기 시스템

도3은 OFDM을 활용하며, 전체 또는 부분적인 CSI에 근거하여 그것의 프로세싱을 조절할 수 있는 MIMO 송신기 시스템(110c)의 실시예에 대한 계통도이다. 상기 정보 비트들은 TX 데이터 프로세서(114)에 의해 인코딩되고, 인터루브되고, 천공되며 맵되어 변조 심볼들을 발생한다. 상기 코딩 및 변조는 상기 수신기 시스템에 의해 보고된 가용 전체 또는 부분적인 CSI에 근거하여 조절될 수 있다. OFDM을 가지고 있는 MIMO 시스템에 대해, 상기 변조 심볼들은 다수의 주파수 부채널들 상에서 다수의 송신 안테나로부터 송신될 수 있다. 순수하게 MIMO 통신 모드에서 작동할 때, 상기 각 주파수 부채널 상에서의 송신과 각 송신 안테나로부터의 송신은 복제된 데이터를 나타내는 것은 아니다.

MIMO 프로세서(120c)에서, 디멀티플렉서(DEMUX, 310)는 상기 변조 심볼들을 수신하고 다수의 부채널 심볼 스트림(S1에서 SL)로 디멀티플렉스하는데, 각 주파수 부채널들에 대한 하나의 부채널 심볼 스트림은 상기 심볼들을 송신하는데 사용된다.

전체 CSI 프로세싱에 대해, 각 부채널 심볼 스트림은 개별적인 부채널 MIMO 프로세서(312)로 제공된다. 각 부채널 MIMO 프로세서(312)는 상기 수신된 부채널 심볼 스트림을 다수의 심볼 서브스트림들로 디멀티플렉스되며, 각 공간 부채널에 대한 하나의 심볼 서브스트림은 상기 변조 심볼들을 송신하는데 사용된다. OFDM 시스템에서 전체 CSI 프로세싱에 대해, 상기 고유모드들은 유도되어 각각의 주파수 부채널 상에 적용된다. 따라서, 각각의 부채널 MIMO 프로세서(312)는 식(1)에 상응하여 N_c 변조 심볼들까지 사전 조절하여 사전 조절된 변조 심볼들을 발생한다. 특정 주파수 부채널의 특정 송신 채널에 대한 각각의 사전 조절된 변조 심볼은 N_c 공간 부채널들까지의 변조 심볼들의 선형 조합을 나타낸다.

전체 CSI 프로세싱에 대해, 각 시간 슬롯 동안에 각각의 부채널 MIMO 프로세서(312)에 의해 발생된 N_T 사전 조절된 변조 심볼들은 각각의 디멀티플렉서(314)에 의해 디멀티플렉스되고, 316a에서 316t까지의 N_T 심볼 결합을 제공한다. 예컨대, 주파수 부채널(1)에 할당되는 부채널 MIMO 프로세서(312a)는 안테나(1 내지 N_T)의 주파수 부채널(1)에 최대 N_T 개의 미리 조건설정된 변조 심볼을 제공할 수 있다. 마찬가지로, 주파수 부채널(L)에 할당되는 부채널

MIMO 프로세서(312I)는 안테나(1 내지 N_T)의 주파수 부채널(L)에 최대 N_T 개의 심볼을 제공할 수 있다.

그리고, 부분적인 CSI 처리를 위해서, 각각의 부채널 심볼 스트림(S)은 각각의 디멀티플렉서(314)에 의해서 디멀티플렉싱되고, (최대) N_T 개의 심볼 결합기(316a 내지 316t)에 제공된다. 부채널 MIMO 프로세서(312)를 통한 상기 처리는 부분적인 CSI 처리를 위해서 회피된다.

각각의 결합기(316)는 최대 L개의 주파수 부채널에 대한 변조 심볼을 수신하고, 각각의 시간 슬롯에 대한 심볼을 변조 심볼 벡터(V)에 결합하며, 그 다음 처리 스테이지(즉, 변조기(122))에 그 변조 심볼 벡터를 제공한다.

따라서, MIMO 프로세서(120c)는 각각의 전송 안테나에 대해서 하나씩 총 N_T 개의 변조 심볼 벡터(V_1 내지 V_T)를 제공하기 위해서 변조 심볼을 수신하여 처리한다. 각각의 변조 심볼 벡터(V)는 단일 시간 슬롯을 커버하고, 변조 심볼 벡터(V)의 각 엘리먼트는 변조 심볼을 전달하는 고유 서브캐리어를 구비한 특정 주파수 부채널과 연관된다. 만약 순수(pure) MIMO 통신 모드로 동작하지 않는다면, 변조 심볼 벡터 중 일부는 다른 전송 안테나에 대한 특정 주파수 부채널에 대해서 복제 또는 중복 정보를 가질 수 있다.

도 3은 OFDM을 위한 변조기(122)의 실시예를 또한 도시하고 있다. MIMO 프로세서(120c)로부터의 변조 심볼 벡터(V_1 내지 V_T)가 변조기(122a 내지 122t)에 각각 제공된다. 도 3에 도시된 실시예에서, 각각의 변조기(122)는 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)(320), 사이클 프리픽스 발생기(cycle prefix generator)(322), 및 업컨버터(324)를 포함한다.

IFFT(320)는 IFFT를 사용하여 각각의 수신된 변조 심볼 벡터를 시간-도메인 표현(OFDM 심볼로 지칭됨)으로 변환한다. IFFT(320)는 임의의 수의 주파수 부채널(예컨대, 8, 16, 32 등의 수)에 대해서 IFFT를 수행하도록 설계될 수 있다. 실시예에서는, OFDM 심볼로 변환된 각각의 변조 심볼 벡터에 대해서, 사이클 프리픽스 발생기(322)가 특정 전송 안테나에 대한 전송 심볼을 형성하기 위해 OFDM 심볼의 시간-도메인 표현 중 일부분을 반복한다. 사이클릭 프리픽스는 전송 심볼이 다중경로 지연 확산이 존재하는 경우에 적교 특성을 유지함으로써 해로운 경로 효과에 대해서 성능을 향상시키도록 보장한다. IFFT(320) 및 사이클 프리픽스 발생기(322)를 구현하는 것은 해당 기술분야에 알려져 있으므로 여기서는 상세히 설명되지 않는다.

다음으로, 각각의 사이클 프리픽스 발생기(322)(즉, 각각의 안테나에 대한 전송 심볼)로부터의 시간-도메인 표현은 변조된 신호를 생성하기 위해 상향변환기(324)에 의해 처리되고(예컨대, 아날로그 신호로 변환, 변조, 증폭, 및 필터링), 이어서 각각의 안테나(124)로부터 전송된다.

OFDM 변조는 존 A.C. 빙햄(John A.C. Bingham)에 의해서 1990년 IEEE 통신 매거진의 Multicarrier Modulation for Data Transmission : An Idea Whose Time Has Come 이란 논문에서 더욱 상세히 설명되어 있으며, 이는 본 명세서에서 참조된다.

다수의 다른 유형의 전송(예컨대, 음성, 시그널링, 데이터, 파일럿 등)이 통신 시스템에 의해서 전송될 수 있다. 그러한 전송 각각은 다른 처리과정을 필요로 할 수 있다.

도 4는 다른 전송 유형을 위해 다른 처리과정을 제공할 수 있으면서 또한 OFDM을 사용하는 MIMO 전송기 시스템(110d)의 일부분에 대한 블록도이다. 시스템(110d)에 의해서 전송될 모든 정보 비트를 포함하고 있는 집합 입력 데이터가 디멀티플렉서(408)에 제공된다. 디멀티플렉서(408)는 입력 데이터를 다수(K)의 채널 데이터 스트림(B_1 내지 B_K)으로 디멀티플렉싱한다. 각각의 채널 데이터 스트림은 예컨대 시그널링 채널, 방송 채널, 음성 통화, 또는 패킷 데이터 전송에 대응할 수 있다. 각각의 채널 데이터 스트림이 각각의 TX 데이터 프로세서(114)에 제공되고, 상기 TX 데이터 프로세서(114)는 그 채널 데이터 스트림을 위해 선택된 특정 인코딩 방식을 사용하여 상기 데이터를 인코딩하고, 특별한 인터리빙 방식에 근거해서 상기 인코딩된 데이터를 인터리빙하며, 그 채널 데이터 스트림을 전송하기 위해 사용되는 하나 이상의 전송 채널을 위한 변조 심볼에 상기 인터리빙된 비트를 매핑시킨다.

상기 인코딩은 매 전송마다 수행될 수 있다(즉, 도 4에 도시된 바와 같이 각각의 채널 데이터 스트림마다 수행될 수 있다). 그러나, 그 인코딩은 집합 입력 데이터(도 1에 도시된 바와 같이), 다수의 채널 데이터 스트림, 채널 데이터 스트림의 일부분, 주파수 부채널 및 공간 부채널 세트, 각각의 주파수 부채널, 각각의 변조 심볼, 또는 일부 다른 시간, 공간 및 주파수 단위로 또한 수행될 수 있다.

각 TX 데이터 프로세서(114)로부터의 변조 심볼 스트림은 하나 이상의 주파수 부채널 및 각 주파수 부채널의 하나 이상의 공간 부채널을 통해서 전송될 수 있다. TX MIMO 프로세서(120d)는 TX 데이터 프로세서(114)로부터 변조 심볼 스트림을 수신한다. 각각의 변조 심볼 스트림에 사용될 통신 모드에 따라서, TX MIMO 프로세서(120d)는 변조 심볼 스트림을 다수의 부채널 심볼 스트림으로 디멀티플렉싱한다. 도 4에 도시된 실시예에서, 변조 심볼 스트림(S_1)은 하나의 주파수 부채널을 통해 전송되고, 변조 심볼 스트림(S_K)은 L 개의 주파수 부채널을 통해 전송된다. 각각

의 주파수 부채널에 대한 변조 스트림은 각각의 부채널 MIMO 프로세서(412)에 의해서 처리되고, 디멀티플렉서(414)에 의해서 디멀티플렉싱되며, 각각의 전송 안테나에 대한 변조 심볼 벡터를 형성하기 위해서 결합기(416)에 의해 결합된다(예컨대, 도 3에 설명된 것과 유사한 방식으로 결합된다).

일반적으로, 전송기 시스템은 전송 채널의 전송 성능을 나타내는 정보를 근거해서 각각의 상기 전송 채널에 대한 데이터를 코딩하고 변조한다. 그러한 정보는 통상적으로 위에서 설명된 부분 CSI나 전체 CIS의 형태이다. 데이터 전송에 사용되는 전송 채널에 대한 전체/부분-CIS는 통상적으로 수신기 시스템에서 결정되어 전송기 시스템에 다시 보고되며, 상기 전송기 시스템은 적절히 코딩 및 변조를 조정하기 위해서 그 정보를 사용한다. 본 명세서에서 설명되는 기술은 MIMO, OFDM 또는 다중 병렬 전송 채널을 지원할 수 있는 어떤 다른 통신 방식(예컨대, CDMA 방식)에 의해서 지원되는 다중 병렬 전송 채널에 적용가능하다.

MIMO 처리과정은 2000년 3월 22에 출원되어 본 출원인의 양수인에게 양도되었으며 본 명세서에서 참조되고 있는 미국 특허 출원 제 09/532,492호 HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION 에 더 상세히 설명되어 있다. 다른 수신기 처리 기술도 또한 사용될 수 있으며 본 발명의 범위 내에 있다.

MIMO 수신기 시스템

본 발명의 양상은 전송된 데이터를 복원하기 위해 MIMO 시스템에서 수신된 신호를 처리하고 MIMO 채널의 특성을 추정하는 기술을 제공한다. 추정된 채널 특성은 전송기 시스템에 다시 보고되고, 신호 처리(예컨대, 코딩, 변조 등)를 조정하기 위해 사용된다. 그러한 방식을 통해서, 결정된 채널 조건에 근거해서 고성능이 달성된다. 본 명세서에서 설명되는 수신기 처리 기술은 CCMI(channel correlation matrix inversion) 기술, UMMSE(unbiased minimum mean square error) 기술, 및 전체-CIS 기술을 포함하는데, 그러한 기술들 모두 역시 사용될 수 있으며 본 발명의 범위 내에 있다.

도 1은 여러개(N_R)의 수신 안테나를 구비하면서 데이터 전송을 처리할 수 있는 수신기 시스템(150)을 나타낸다. 최대 N_T 개의 전송 안테나로부터 전송되는 신호는 N_R 개의 안테나(152a 내지 152r) 각각에 의해서 수신되고, 각각의 복조기(DEMOD)(154)(프론트-엔드 프로세서로도 지칭됨)에 보내진다. 예컨대, 수신 안테나(152a)는 다수의 전송 안테나로부터 다수의 전송되는 다수의 신호를 수신할 수 있고, 수신 안테나(152r)도 마찬가지로 여러 전송되는 신호를 수신할 수 있다. 각각의 복조기(154)는 수신된 신호를 조건설정(condition)하고(예컨대, 필터링 및 증폭), 그 조건 설정된 신호를 중간 주파수나 기저대역으로 하향변환하며, 그 하향변환된 신호를 디지털화한다. 각각의 복조기(154)는 수신된 변조 심볼을 생성하기 위해서 수신된 파일럿을 통해 상기 디지털화된 샘플을 또한 복조하고, RX MIMO 프로세서(156)에 제공한다.

만약 데이터 전송을 위해서 OFDM이 사용되면, 각각의 복조기(154)는 도 3에 도시된 변조기(122)에 의해서 수행되는 처리를 보완하는 처리를 또한 수행한다. 그 경우에, 각각의 복조기(154)는 상기 FFT 프로세서는 샘플의 변환된 표현을 생성하고, 변조 심볼 벡터 스트림을 제공하는 FFT 프로세서(미도시)를 포함하는데, 각각의 벡터는 L 개의 주파수 부채널에 대한 L 개의 변조 심볼을 포함한다. 모든 복조기의 FFT 프로세서로부터의 변조 심볼 벡터 스트림은 디멀티플렉서/결합기(도 5에 미도시)에 제공되는데, 상기 디멀티플렉서/결합기는 먼저 각각의 FFT 프로세서로부터의 변조 심볼 벡터 스트림을 다수(최대 L 개)의 부채널 심볼 스트림으로 채널화 한다. (최대) L 개의 부채널 심볼 스트림 각각은 각각의 RX MIMO 프로세서(156)에 제공될 수 있다.

MIMO 시스템이 OFDM을 사용하지 않는 경우에는, 하나의 RX MIMO 프로세서(156)가 사용됨으로써 N_R 개의 수신 안테나로부터의 변조 심볼에 대해 MIMO 처리를 수행할 수 있다. MIMO 시스템이 OFDM을 사용한다면, 하나의 RX MIMO 프로세서(156)가 사용됨으로써 데이터 전송에 사용되는 L 개의 주파수 부채널 각각에 대해 N_R 개의 수신 안테나로부터의 변조 심볼에 대해 MIMO 처리를 수행할 수 있다.

N_T 개의 전송 안테나와 N_R 개의 수신 안테나를 구비한 MIMO 시스템에서, N_R 개의 수신 안테나의 출력단에서 수신되는 신호는 다음과 같이 표현될 수 있는데,

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2)$$

여기서, \mathbf{r} 은 수신된 심볼 벡터(즉, 수신 안테나에서 측정되는 바와 같은 MIMO 채널로부터 출력된 $N_R \times 1$ 벡터)이고, \mathbf{H} 는 특정 시간에 N_T 개의 전송 안테나 및 N_R 개의 수신 안테나에 채널 응답을 제공하는 $N_R \times N_T$ 채널 계수 매트릭스이고, \mathbf{x} 은 전송된 심볼 벡터(MIMO 채널로의 $N_T \times 1$ 벡터 입력)이며, \mathbf{n} 은 잡음과 간섭의 합을 나타내는 $N_R \times 1$ 벡터이다. 수신된 심볼 벡터(\mathbf{r})는 특정 시간에 N_R 개의 수신 안테나를 통해 수신되는 N_R 개의 신호로부터의 N_R 개의 변조 심볼을 포함한다. 마찬가지로, 전송된 심볼 벡터(\mathbf{x})는 특정 시간에 N_T 개의 전송 안테나

나를 통해 전송되는 N_T 개의 신호의 N_T 개의 변조 심볼을 포함한다.

CCMI 기술을 사용하는 MIMO 수신기

CCMI 기술에 있어서, 수신기 시스템은 수신된 심볼 벡터(\mathbf{r})에 대해 채널 매칭 필터 동작을 먼저 수행하고, 필터링된 출력은 다음과 같이 표현될 수 있는데,

$$\mathbf{H}^H \mathbf{r} = \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{H}^H \mathbf{n} \quad \text{식(3)}$$

여기서, 위첨자 \mathbf{H} 는 전치 및 복소 공액을 나타낸다. 정방 매트릭스(\mathbf{R})는 채널 계수 매트릭스(\mathbf{H})와 공액-전치 \mathbf{H}^H 의 곱을 나타내기 위해 사용될 수 있다(즉, $\mathbf{R} = \mathbf{H}^H \mathbf{H}$).

채널 계수 매트릭스(\mathbf{H})는 예컨대 데이터와 함께 전송되는 파일럿 심볼로부터 유도될 수 있다. 최적의 수신을 수행하고 전송 채널의 SNR을 추정하기 위해서, 일부 알려진 심볼을 전송 데이터 스트림에 삽입하고 그 알려진 심볼을 하나 이상의 전송 채널을 통해 전송하는 것이 종종 유리하다. 그러한 알려진 심볼은 또한 파일럿 심볼이나 파일럿 신호로도 지칭된다. 파일럿 신호나 데이터 전송에 근거해서 단일 전송 채널을 추정하기 위한 방법은 해당 기술분야에서 입수할 수 있는 여러 문서에서 찾아볼 수 있다. 그러한 채널 추정 방법 중 한 가지는 F.링(F. Ling)에 의해서 1999년 10월의 IEEE 통신 회보에 Optimal Reception, Performance Bound, and Cutoff-Rate Analysis of Reference-Assisted Coherent CDMA Communications with Applications 에 기재되어 있다. 그러한 채널 추정 방법이나 일부 다른 채널 추정 방법이 채널 계수 매트릭스(\mathbf{H})를 유도하기 위해서 매트릭스 형태로 확장될 수 있다.

전송 심볼 벡터(\mathbf{x}')는 단일 벡터($\mathbf{H}^H \mathbf{r}$)를 \mathbf{R} 의 역수(inverse)(또는 의사-역수)와 곱함으로써 획득될 수 있는데, 이는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}' &= \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{r} \\ &= \mathbf{x} + \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{n} \\ &= \mathbf{x} + \mathbf{n}' \end{aligned} \quad \text{식 (4)}$$

위의 수학적식으로부터, 전송 심볼 벡터(\mathbf{x})가 수신 심볼 벡터(\mathbf{r})를 매칭 필터링하고(즉, 매트릭스 \mathbf{H}^H 와 곱함으로써) 그 필터링된 결과를 역 정방 매트릭스(\mathbf{R}^{-1})와 곱함으로써 복원될 수 있다는 것을 알 수 있다.

전송 채널의 SNR은 다음과 같은 결정될 수 있다. 잡음 벡터(\mathbf{n})의 자동상관 매트릭스(Φ_{nn})는 수신된 심볼로부터 제일먼저 계산된다. 일반적으로, Φ_{nn} 은 헤르미티안 매트릭스(Hermitian matrix)인데, 즉, 그것은 복소-공액-대칭이다. 만약 채널 잡음의 성분이 비상관적이고 또한 의존적이며 동일하게 분산된다면(iid), 잡음 벡터(\mathbf{n})의 자동상관 매트릭스(Φ_{nn})는 다음과 같이 표현될 수 있는데,

$$\begin{aligned} \Phi_{nn} &= \sigma_n^2 \mathbf{I}, \text{ and} \\ \Phi_{nn}^{-1} &= \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{I}, \end{aligned} \quad \text{식 (5)}$$

여기서, \mathbf{I} 는 항등 매트릭스(즉, 대각선을 따라 1 이고 그 밖에는 0)이고, σ_n^2 은 수신 신호의 잡음 편차이다. 사전-처리된 잡음 벡터(\mathbf{n}')의 자동상관 매트릭스($\Phi_{n'n'}$)(즉, 매칭 필터링 및 매트릭스 \mathbf{R}^{-1} 과의 사전-곱 이후)는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\begin{aligned} \Phi_{n'n'} &= E[\mathbf{n}' \mathbf{n}'^H] \\ &= \sigma_n^2 \mathbf{R}^{-1} \end{aligned} \quad \text{식 (6)}$$

수학적식 6에서, 사전-처리된 잡음(\mathbf{n}')의 i -번째 엘리먼트의 잡음 편차($\sigma_{n'}^2$)는 σ_n^2 이고, 여기서, \mathbf{R}^{-1} 의 i -번째 대각 엘리먼트이다. MIMO 시스템이 OFDM을 사용하지 않는 경우에, i -번째 엘리먼트는 i 번째 수신 안테나를 나타낸다. 그리고 OFDM이 사용되면, 서브스크립트 i 는 서브스크립트 jk 로 분할될 수 있으며, 상기 j 는 j 번째 주파수 부채널을 나타내고 k 는 k 번째 수신 안테나와 상응하는 k 번째 공간의 부채널을 나타낸다.

CCMI 기술을 위해, 처리후 수신된 심볼 벡터(즉, \mathbf{x} 의 i 번째 엘리먼트)의 i 번째 엘리먼트의 SNR은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$SNR_i = \frac{|x'_i|^2}{\sigma_n^2} \quad \text{식 (7)}$$

만약 i 번째 송신된 심볼 $|x'_i|^2$ 의 편차가 평균적으로 1(1.0)이면, 수신 심볼 벡터의 SNR은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$SNR_i = \frac{1}{\sum_{ii} \sigma_n^2}$$

잡음 편차는 $1/\sqrt{f_{ii}}$ 에 의한 수신된 심볼 벡터의 i 번째 엘리먼트를 스케일링하여 표준화될 수 있다.

N_R 수신 안테나로부터 스케일링된 신호는 서로 합산되어 조합된 신호를 형성할 수 있으며, 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$x'_{total} = \sum_{i=1}^{N_R} \frac{x'_i}{f_{ii}} \quad \text{식 (8)}$$

조합된 신호의 SNR인 SNR_{total} 은 N_R 수신 안테나로부터의 신호의 SNR의 합과 동일한 최대 조합된 SNR을 포함할 것이다. 조합된 SNR은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$SNR_{total} = \sum_{i=1}^{N_R} SNR_i = \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{i=1}^{N_R} \frac{1}{f_{ii}} \quad \text{식 (9)}$$

도 5는 전송된 CCMI 처리를 실행할 수 있는 RX MIMO 프로세서(156a)의 실시예를 도시한다. RX MIMO 프로세서(156a)내에서, N_R 수신 안테나로부터의 변조 신호는 멀티플렉서(512)에 의해 멀티플렉싱되어 수신된 변조 심볼 벡터 \mathbf{r} 의 스트림을 형성한다. 채널 계수 매트릭스 \mathbf{H} 는 당업자에게 공지된 바와 같이 종래의 파일럿 보조 단일 및 다중-캐리어 시스템과 유사한 파일럿 신호에 기초하여 추정될 수 있다. 매트릭스 \mathbf{R} 은 그후에 전송된 바와 같이 $\mathbf{R} = \mathbf{H}^H \mathbf{H}$ 에 따라 계산된다. 수신된 변조 심볼 벡터 \mathbf{r} 은 그후에 매치 필터(514)에 의해 필터링되며 식(3)에 전송된 바와 같이 공액-전치 채널 계수 매트릭스 \mathbf{H}^H 에 각 벡터 \mathbf{r} 을 미리 곱한다. 필터링된 벡터는 또한 곱셈기(516)에 의해 역제곱 매트릭스 \mathbf{R}^{-1} 와 미리 곱해져서 식(4)에 전송된 바와 같이 송신된 변조 심볼 벡터 \mathbf{x} 의 추정값 $\hat{\mathbf{x}}$ 를 형성한다.

특정 통신 모드를 위해, 채널 데이터 스트림의 송신을 위해 사용되는 모든 안테나로부터의 부채널 심볼 스트림은 시간, 공간, 및 주파수를 통해 여분의 정보를 조합하는 조합기(518)에 제공될 수 있다. 조합된 변조 심볼 $\hat{\mathbf{x}}$ 는 RX 데이터 프로세서(158)에 제공된다. 임의의 다른 통신 모드를 위해, 추정된 정보 심볼 $\hat{\mathbf{x}}$ 은 RX 데이터 프로세서(158)에 직접 제공될 수 있다(도 5에는 미도시).

따라서 RX MIMO 프로세서(156a)는 송신기 시스템에서 사용되는 송신 채널의 갯수에 상응하는 다수의 독립적인 심볼 스트림을 생성한다. 각각의 심볼 스트림은 송신기 시스템에서 전체/부분-CSI 처리 이전에 변조 심볼에 상응하는 전처리된 변조 심볼을 포함한다. (전처리된) 심볼 스트림은 RX 데이터 프로세서(158)에 제공된다.

RX 데이터 프로세서(158)내에서, 변조 심볼의 각각의 전처리된 심볼 스트림은 처리될 송신 채널을 위한 송신기 시스템에서 사용되는 변조 방식과 상호 보완되는 복조 방식(예, M-PSK, M-QAM)을 실행하는 각각의 복조 엘리먼트에 제공된다. MIMO 통신 모드를 위해, 모든 할당된 복조기로부터 복조된 데이터는 독립적으로 디코딩될 수 있거나 한개의 채널 데이터 스트림으로 멀티플렉싱될 수 있으며, 그후에 송신기 유니트에서 사용되는 코딩 및 변조 방법에 따라 디코딩될 수 있다. 각각의 채널 데이터 스트림은 그후에 채널 데이터 스트림에 대한 송신기 유니트에서 사용되는 것과 상호 보완되는 디코딩 방식을 실행하는 각각의 디코더에 제공될 수 있다. 각각의 디코더로부터 디코딩된 데이터는 채널 데이터 스트림에 대한 송신된 데이터의 추정값을 나타낸다.

추정된 변조 심볼 $\hat{\mathbf{x}}$ 및/또는 조합된 변조 심볼 $\hat{\mathbf{x}}$ 은 CSI 프로세서(520)에 제공되어 송신 채널에 대한 전체 또는 부분적인 CSI를 결정하고 상기 전체/부분적인 CSI가 다시 보고되도록 송신기 시스템(110)에 제공한다. 예를 들어, CSI 프로세서(520)는 수신된 파일럿 신호에 기초하여 i 번째 송신 채널의 잡음 공분산 매트릭스 Σ_{nn} 를 추정하여 식(

7) 및 식(9)를 기초로 SNR을 계산할 수 있다. SNR은 당업자에게 공지된 바와 같이 종래의 파일럿 보조 단일 및 멀티-캐리어 시스템과 유사하게 추정될 수 있다. 송신 채널에 대한 SNR은 송신기 시스템에 다시 보고되는 부분적인 CSI를 포함한다. 변조 심볼은 채널 추정기(522) 및 채널 계수 매트릭스 \mathbf{H} 를 각각 조정하는 매트릭스 프로세서(524)에 추가로 제공되어 제곱 매트릭스 \mathbf{R} 을 유도한다. 제어기(530)는 RX MIMO 프로세서(156a) 및 RX 데이터 프로세서(158)에 접속하여 상기 유니트의 작동을 감독한다.

UMMSE 기술을 사용하는 MIMO 수신기

UMMSE 기술에 대하여, 수신기 시스템은 수신된 심볼 벡터 \mathbf{r} 과 매트릭스 \mathbf{M} 을 곱하여 송신된 심볼 벡터 \mathbf{x} 의 초기 MMSE 추정값 $\hat{\mathbf{x}}$ 을 유도하며, 이는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{M}\mathbf{r} \quad \text{식(10)}$$

매트릭스 \mathbf{M} 은 초기 MMSE 추정값 $\hat{\mathbf{x}}$ 과 송신된 심볼 벡터 \mathbf{x} (즉, $\mathbf{e} = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}$)사이의 에러 벡터 \mathbf{e} 의 평균 제곱 에러값이 최소가 되도록 선택된다.

\mathbf{M} 을 결정하기 위해, 비용 함수 ε 는 먼저 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\begin{aligned} \varepsilon &= E\{\mathbf{e}^H \mathbf{e}\} \\ &= E\{[\mathbf{r}^H \mathbf{M}^H - \mathbf{x}^H][\mathbf{M}\mathbf{r} - \mathbf{x}]\} \\ &= E\{\mathbf{r}^H \mathbf{M}^H \mathbf{M} \mathbf{r} - 2\text{Re}[\mathbf{x}^H \mathbf{M} \mathbf{r}] + \mathbf{x}^H \mathbf{x}\} \end{aligned}$$

비용 함수 ε 를 최소화 하기 위해, 비용 함수의 도함수는 \mathbf{M} 과 연관하여 구할 수 있으며, 그 결과는 다음과 같이 0이 될 수 있다:

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{M}} \varepsilon = 2(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})\mathbf{M}^H - 2\mathbf{H} = 0$$

등식 $E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\} = \mathbf{I}$, $E\{\mathbf{r}\mathbf{r}^H\} = \mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn}$, 및 $E\{\mathbf{r}\mathbf{x}^H\} = \mathbf{H}$ 를 사용하여, 다음 식이 계산된다:

$$2(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})\mathbf{M}^H = 2\mathbf{H}$$

따라서, 매트릭스 \mathbf{M} 은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\mathbf{M} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \quad \text{식(11)}$$

식(10) 및 식(11)을 기초로하여, 송신된 심볼 벡터 \mathbf{x} 의 초기 MMSE 추정값 $\hat{\mathbf{x}}$ 은 다음과 같이 결정될 수 있다:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}} &= \mathbf{M}\mathbf{r} \\ &= \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{r} \quad \text{식(12)} \end{aligned}$$

UMMSE 기술을 위한 송신 채널의 SNR을 결정하기 위해, 신호 요소는 먼저 추가 잡음을 통해 평균된 \mathbf{x} 의 평균값 $\bar{\mathbf{x}}$ 를 기초로하여 결정될 수 있으며, 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\begin{aligned} E[\hat{\mathbf{x}} | \mathbf{x}] &= E[\mathbf{M}\mathbf{r} | \mathbf{x}] \\ &= \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} E[\mathbf{r}] \\ &= \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H}\mathbf{x} \\ &= \mathbf{V}\mathbf{x} \end{aligned}$$

상기 매트릭스 \mathbf{V} 는 다음과 같이 정의된다:

$$\begin{aligned}\mathbf{V} &= \{\mathbf{v}_{ij}\} \\ &= \mathbf{M}\mathbf{H} \\ &= \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H}\end{aligned}$$

다음 항등식을 사용하여,

$$(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} = \phi_{nn}^{-1} - \phi_{nn}^{-1} \mathbf{H} (\mathbf{I} + \mathbf{H}^H \phi_{nn}^{-1} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \phi_{nn}^{-1},$$

매트릭스 \mathbf{V} 는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\mathbf{V} = \mathbf{H}^H \phi_{nn}^{-1} \mathbf{H} (\mathbf{I} + \mathbf{H}^H \phi_{nn}^{-1} \mathbf{H})^{-1}.$$

초기 MMSE 추정값 $\hat{\mathbf{x}}$ 의 i 번째 엘리먼트인 \hat{x}_i 은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\hat{x}_i = v_{i1}x_1 + \dots + v_{ii}x_i + \dots + v_{iN_R}x_{N_R}. \quad \text{식(13)}$$

만약 $\hat{\mathbf{x}}$ 의 모든 엘리먼트가 비상관되고, 0의 평균값을 가지면, $\hat{\mathbf{x}}$ 의 i 번째 엘리먼트의 예측값은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$E[\hat{x}_i | \mathbf{x}] = v_{ii}x_i. \quad \text{식(14)}$$

식(14)에 도시된 바와 같이, \hat{x}_i 는 x_i 의 바이어싱된 추정값이다. 상기 바이어스는 UMMSE 기술에 따라 개선된 수신기 성능을 획득하기 위하여 소거될 수 있다. x_i 의 바이어싱되지 않은 추정값은 \hat{x}_i 를 v_{ii} 로 나눔으로써 획득될 수 있다. 따라서, \mathbf{x} 의 바이어싱되지 않은 최소 제곱 평균 에러 추정값인 $\tilde{\mathbf{x}}$ 은 다음과 같이 바이어싱된 추정값 $\hat{\mathbf{x}}$ 에 대각 매트릭스 \mathbf{D}_v^{-1} 을 미리 곱하여 획득될 수 있으며:

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{D}_v^{-1} \hat{\mathbf{x}}, \quad \text{식(15)}$$

상기 $\mathbf{D}_v^{-1} = \text{diag}(1/v_{11}, 1/v_{22}, \dots, 1/v_{N_R N_R})$.

간섭을 더한 잡음값을 결정하기 위해, 바이어싱되지 않은 추정값 $\tilde{\mathbf{x}}$ 과 송신된 심볼 벡터 \mathbf{x} 사이의 에러 $\hat{\mathbf{e}}$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{e}} &= \mathbf{x} - \mathbf{D}_v^{-1} \hat{\mathbf{x}} \\ &= \mathbf{x} - \mathbf{D}_v^{-1} \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{x}.\end{aligned}$$

에러 벡터 $\hat{\mathbf{e}}$ 의 자기상관 매트릭스는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\begin{aligned}\phi_{ee} &\equiv \mathbf{U} \equiv \{u_{ij}\} = E[\hat{\mathbf{e}}\hat{\mathbf{e}}^H] \\ &= \mathbf{I} - \mathbf{D}_v^{-1} \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H} (1 - \frac{1}{2} \mathbf{D}_v^{-1}) - (1 - \frac{1}{2} \mathbf{D}_v^{-1}) \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H} \mathbf{D}_v^{-1}.\end{aligned}$$

에러 벡터 $\hat{\mathbf{e}}$ 의 i 번째 엘리먼트의 편차는 u_{ii} 와 동일하다. 에러 벡터 $\hat{\mathbf{e}}$ 의 엘리먼트는 상관된다. 그러나, 충분한 인터리빙은 에러벡터 $\hat{\mathbf{e}}$ 의 엘리먼트사이의 상관이 무시될 수 있고 편차가 시스템 성능에만 영향을 미치도록 사용될 수 있다.

만약 채널 잡음의 요소가 비상관되고 ---면, 채널 잡음의 상관 매트릭스는 식(5)에 도시된 바와 같이 표현될 수 있다. 상기 경우에, 에러 벡터 $\hat{\mathbf{e}}$ 의 자기상관 매트릭스는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\begin{aligned}\phi_{ee} &= \mathbf{I} - \mathbf{D}_x^{-1} [\mathbf{I} - \sigma_n^2 (\sigma_n^2 \mathbf{I} + \mathbf{R})^{-1}] (\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_x^{-1}) - (\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_x^{-1}) [\mathbf{I} - \sigma_n^2 (\sigma_n^2 \mathbf{I} + \mathbf{R})^{-1}] \mathbf{D}_x^{-1} \\ &= \mathbf{U} = \{u_{ij}\}.\end{aligned}\quad \text{식(16)}$$

그리고, 채널 잡음의 요소가 비상관되면,

$$\mathbf{U} = \mathbf{I} - \mathbf{D}_v^{-1} \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H} (\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_v^{-1}) - (\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_v^{-1}) \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H} \mathbf{D}_v^{-1}.\quad \text{식(17)}$$

i번째 송신된 심볼에 상응하는 복조기 출력의 SNR은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$SNR_i = \frac{E[|x_i|^2]}{u_{ii}}.\quad \text{식(18)}$$

만약 처리된 수신 심볼 x_i 의 편차 $|x_i|^2$ 가 평균적으로 1(1.0)과 동일하다면, 수신 심볼 벡터의 SNR은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$SNR_i = \frac{1}{u_{ii}}.$$

도 6은 RX MIMO 프로세서(156b)의 실시예를 도시하며, 전술된 UMMSE 처리를 실행할 수 있다. CCMi 방법과 유사하게, 매트릭스 \mathbf{H} 및 ϕ_{nn} 은 먼저 수신된 파일럿 신호 및/또는 데이터 송신을 기초로하여 추정될 수 있다. 그후에 가중 계수 매트릭스 \mathbf{M} 은 식(11)에 따라 계산된다. RX MIMO 프로세서(156b)내에서, \mathbf{N}_R 수신 안테나로부터의 변조 심볼은 곱셈기(612)에 의해 곱해져서 수신된 변조 심볼 벡터 \mathbf{r} 의 스트림을 생성한다. 수신된 변조 심볼 벡터 \mathbf{r} 은 그후에 곱셈기(614)에 의해 매트릭스 \mathbf{M} 과 미리 곱해져서 식(10)에 전술된 바와 같이 송신된 심볼 벡터 \mathbf{x} 의 추정값 $\hat{\mathbf{x}}$ 을 형성한다. 추정값 $\hat{\mathbf{x}}$ 은 추가로 곱셈기(616)에 의해 대각 매트릭스 \mathbf{D}_v^{-1} 과 미리 곱해져서 식(15)에 전술된 바와 같이 송신된 심볼 벡터 \mathbf{x} 의 바이어싱되지 않은 추정값 $\tilde{\mathbf{x}}$ 을 형성한다.

다시, 실행중인 특정 통신 모드에 따라, 채널 데이터 스트림의 송신을 위해 사용되는 부채널 심볼 스트림은 시간, 공간 및 주파수를 통해 여분의 정보를 조합하는 조합기(618)에 제공될 수 있다. 조합된 변조 심볼 $\tilde{\mathbf{x}}''$ 은 그후에 RX 데이터 프로세서(158)에 제공된다. 그리고, 임의의 다른 통신 모드에 대하여, 추정된 변조 심볼 $\tilde{\mathbf{x}}$ 은 RX 데이터 프로세서(158)에 직접 제공될 수 있다.

바이어싱되지 않은 변조 심볼 $\tilde{\mathbf{x}}$ 및/또는 조합된 변조 심볼 $\tilde{\mathbf{x}}''$ 이 CSI 프로세서(620)에 제공되며, 이러한 프로세서는 전송 채널에 대한 전체 또는 부분 CSI를 결정하고 송신기 시스템(110)에 다시 보고될 전체/부분 CSI를 제공한다. 예를 들면, CSI 프로세서(620)는 식(16) 내지 (18)에 따라 i번째 전송 채널의 SNR을 결정한다. 전송 채널의 SNR은 송신기 시스템으로 다시 보고되는 부분-CSI를 포함한다. 식(11)에서 계산된 바와 같이 최적의 \mathbf{M} 은 이미 에러 벡터의 표준을 최소화하여야 한다. \mathbf{D}_v 는 식(16)에 따라 계산된다.

전체-CSI 기술을 사용하는 MIMO 수신기

전체-CSI 기술에 대해, \mathbf{N}_R 수신 안테나의 출력에서 수신된 신호는 상기 식(2)에 표현된 바와 같이 표현될 수 있고:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$$

자신의 공역전치와의 채널 매트릭스 곱에 의해 형성된 에르미트 매트릭스의 고유값 분해는 다음과 같이 표현된다:

$$\mathbf{H}^H \mathbf{H} = \mathbf{E} \mathbf{\Lambda} \mathbf{E}^H$$

여기서, \mathbf{E} 는 고유값 매트릭스이고, \mathbf{A} 는 고유값의 대각행렬이며, 이들 둘의 차원은 $N_T \times N_T$ 이다. 송신기는 식 (1)에 표현된 바와 같이, 고유값 행렬 \mathbf{E} 를 사용하여 N_T 변조 심볼의 세트 \mathbf{b} 를 전체(precondition)로 한다. 따라서, N_T 송신 안테나로부터 전송된 (전제된) 변조 심볼은 다음과 같이 표현된다:

$$\mathbf{x} = \mathbf{E}\mathbf{b}$$

$\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ 가 에르미트 연산자이므로, 고유값 행렬은 유니타리(unitary) 행렬이다. 따라서, 만일 \mathbf{b} 의 엘리먼트가 동일한 전력(power)을 가진다면, \mathbf{x} 의 엘리먼트는 동일한 전력을 가진다. 수신된 신호는 다음과 같이 표현된다:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{E}\mathbf{b} + \mathbf{n} \quad \text{식 (19)}$$

수신기는 채널-정합-필터 연산을 수행하고, 정확한 고유벡터에 의한 곱이 후행한다. 채널-정합-필터와 곱 연산의 결과가 벡터 \mathbf{z} 이고 다음과 같이 표현된다:

$$\mathbf{z} = \mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{E} \mathbf{b} + \mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{n} = \mathbf{\Lambda} \mathbf{b} + \mathbf{n}' \quad \text{식 (20)}$$

여기서, 새로운 잡음 항은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$E(\hat{\mathbf{n}} \hat{\mathbf{n}}^H) = E(\mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{n} \mathbf{n}^H \mathbf{H} \mathbf{E}) = \mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{E} = \mathbf{\Lambda} \quad \text{식 (21)}$$

즉, 잡음 성분은 고유값에 의해 주어진 분산에 대해 독립적이다. \mathbf{z} 의 i 번째 성분의 SNR은 λ_i 이고, $\mathbf{\Lambda}$ 의 i 번째 대각 엘리먼트이다.

전체-CSI 처리는 언급된 미국 특허출원번호 09/532,492에 상세히 개시되어 있다.

도 5에 도시된 수신된 엘리먼트는 전체-CSI 기술을 구현하는데 사용될 수 있다. 수신된 변조 심볼 벡터 \mathbf{r} 은 정합 필터(514)에 의해 필터링되고, 이러한 필터는 식 (20)에 표현된 바와 같이 각각의 벡터 \mathbf{r} 을 공액전치 채널 계수 행렬 \mathbf{H}^H 와 미리 곱한다. 더욱이, 필터링된 벡터는 식 (20)에 표현된 바와 같이, 곱셈기(516)에 의해 정확한 고유벡터 \mathbf{E}^H 와 미리 곱해져서 변조 심볼 벡터 \mathbf{b} 의 추정치 \mathbf{z} 를 생성한다. 전체-CSI 기술의 경우, 행렬 프로세서(524)는 정확한 고유벡터 \mathbf{E}^H 를 제공하도록 구성된다. 후속 처리(예를 들면, 조합기(518)와 RX 데이터 프로세서(158))는 상술된 바와 같이 달성된다.

전체-CSI 기술에 대해, 송신기 유닛은 고유값에 의해 주어진 SNR에 기초하여 각각의 고유벡터에 대한 코딩 체계와 변조 체계(즉, 신호 배치(constellation))를 선택한다. 채널 조건이 CSI가 수신기에서 측정되어 보고되어 송신기에서 전송을 전제하는데 사용된 시간 사이의 간격내에서 감지할 수 있을 정도로 변화되지 않는다면, 통신 시스템의 성능은 공지된 SNR을 가진 독립적인 AWGN 세트의 성능과 동일하다.

전체 또는 부분 CSI를 송신기 시스템으로 다시 보고하는 단계

여기서 설명된 부분-CSI(예를 들면, CCMI 또는 UMMSE) 또는 전체-CSI 기술을 사용하여, 각각의 전송 채널의 SNR이 수신된 신호에 대해 얻어진다. 다음으로 전송 채널에 대해 결정된 SNR은 역방향 채널을 통해 송신기 시스템으로 다시 보고된다. 전송 채널(즉, 각각의 부분 부채널에 대해 그리고 가능하게는 OFDM이 사용될 경우 각각의 주파수 채널에 대해) 전송된 변조 심볼의 SNR 값을 피드백함으로써, MIMO 채널의 이용성을 개선하기 위해 적응성 처리(예를 들면, 적응성 코딩 및 변조)의 구현이 필요하다. 부분-CSI 피드백 기술에 대해, 적응성 처리는 전체한 CSI 없이 달성된다. 전체-CSI 피드백 기술에 대해, 충분한 정보(반드시 필요하지는 않지만 명확한 고유값과 고유모드)이 각각의 사용된 주파수 부채널에 대한 고유값과 고유모드의 계산을 용이하게 하기 위해 송신기로 피드백된다.

CCMI 기술의 경우, 수신된 변조 심볼(예를 들면, i 번째 전송 채널에서 수신된 심볼에 대한 $SNR_i = \overline{|X'_i|^2} / \sigma_n^2$ 또는 $SNR_i = 1/\sigma_n^2 \lambda_i$)은 송신기에 피드백된다. UMMSE 기술의 경우, 수신된 변조 심볼의 SNR 값(예를 들면, i 번째 전송 채널상에서 수신된 심볼에 대한 $SNR_i = E[|x_i|^2] / u_{ii}$ 또는 $SNR_i = 1/u_{ii}$, 여기서 u_{ii} 는 식 (16)과 (17)에 표현된 바와 같이 계산됨)은 송신기에 피드백된다. 전체-CSI 기술의 경우, 수신된 변조 심볼의 SNR 값(예를 들면, i 번째 전송 채널 상에서 수신된 심볼에 대한 $SNR_i = |z_i|^2 / \sigma_n^2$ 또는 $SNR_i = \lambda_{ii} / \sigma_n^2$, 여기서 λ_{ii} 는 사각행렬 \mathbf{R} 의 고유값

이다)은 송신기에 피드백된다. 전체-CSI 기술에 대해, 고유모드 E가 결정되고 송신기에 피드백된다. 부분 및 전체-CSI 기술에 대해, SNR은 데이터 처리를 조정하기 위해 송신기에서 사용된다. 전체-CSI 기술의 경우, 고유모드 E는 전송 이전에 변조 심볼을 전제하는데 사용된다.

송신기에 다시 보고될 CSI는 전체적으로, 차동적으로 또는 이들을 조합하여 송신된다. 일 실시예에서, 전체 또는 부분 CSI는 주기적으로 보고되고, 차동적 업데이트가 이전에 전송된 CSI에 기초하여 송신된다. 전체 CSI 기술에 대한 예로서, 업데이트는 보고된 고유모드에 대한 (여러 신호에 기초한) 수정이다. 고유값은 전 형적으로 고유모드와 같이 빠르게 변화하지 않고, 이에 따라 이들은 낮은 속도 업데이트된다. 다른 실시예에서, CSI는 변화가 있을 때(예를 들면, 변화가 특정 임계치를 초과할 때)에만 송신되고, 이는 피드백 채널의 유효 속도를 낮춘다. 부분적인 CSI의 예로서, SNR은 이들이 변화될 때만 송신된다(예를 들면, 차동적으로). (MIMO를 가지거나 또는 가지지 않은) OFDM 시스템의 경우, 주파수 도메인에서의 상관은 피드백될 CSI의 양에서의 감소를 허용하는데 사용된다. 부분적인 CSI를 사용하는 OFDM 시스템의 예로서, M 주파수 부채널에 대한 특정 공간 부채널에 해당하는 SNR이 동일한 경우, 이러한 조건이 참인 SNR 및 최소 그리고 최종 주파수 부채널이 보고된다. CSI에 대해 피드백될 데이터량을 감소시키는 다른 압축 및 피드백 채널 여러 복원 기술이 사용될 수 있고 이들은 본 발명의 범위내이다.

도 1을 다시 참조하면, RX MIMO 프로세서(156)에 의해 결정된 전체 또는 부분-CSI(예를 들면, 채널 SNR)은 TX 데이터 프로세서(162)에 제공되고, 이러한 프로세서는 CSI를 처리하여 하나 이상의 변조기(154)에 처리된 데이터를 제공한다. 변조기(154)는 처리된 데이터를 추가로 컨디셔닝하여 CSI를 수신 채널을 통해 송신기 시스템(110)에 다시 전송한다.

시스템(110)에서, 전송된 피드백 신호는 안테나(124)에 의해 수신되어, 복조기(122)에 의해 복조되고 RX 데이터 프로세서(132)에 제공된다. RX 데이터 프로세서(132)는 TX 데이터 프로세서(162)에 의해 수행된 것과 상보적인 처리를 수행하고 이후 TX 데이터 프로세서(114)와 TC MIMO 프로세서(120)에 제공되어 이들에 의해 처리를 조정하는데 사용되는 보고된 전체/부분-CSI를 복원한다.

송신기 시스템(110)은 수신기 시스템(150)으로부터 전체/부분-CSI(예를 들면, SNR 정보)에 기초하여 자신의 처리를 조정(즉, 적응)한다. 예를 들면, 각각의 전송 채널에 대한 코딩은 정보 비트율이 채널 SNR에 의해 지원된 전송 커패시티와 정합하도록 조정된다. 추가로, 전송 채널에 대한 변조 체계는 채널 SNR에 기초하여 선택된다. 다른 처리(예를 들면, 인터리빙) 또한 조정되며 이들은 본 발명의 범위내이다. 채널에 대해 결정된 SNR에 기초한 각각의 전송 채널에 대한 처리의 조정은 MIMO 시스템이 고성능(즉, 고출력 또는 특정 레벨의 성능에 대한 비트율)을 달성하도록 한다. 적응성 처리는 단일-캐리어 MIMO 시스템 또는 멀티-캐리어 기반 MIMO 시스템(예를 들면, OFDM을 사용하는 MIMO 시스템)에 적용된다.

송신기 시스템에서의 코딩에 대한 조정과 변조 체계에 대한 선택은 여러 기술에 기초하여 달성되고, 이러한 기술중 하나가 미국 특허출원번호 09/776,073에 개시된다.

부분(예를 들면, CCMi 및 UMMSE) 및 전체-CSI 기술은 MIMO 시스템이 다중 송신 및 수신 안테나의 사용에 의해 형성된 추가의 차원성을 사용하도록 하는 수신기 처리 기술이고, 이는 MIMO를 사용하는 주된 이점이다. CCMi 및 UMMSE 기술은 동일한 수의 변조 심볼이 전체 CSI를 사용하는 MIMO 시스템에 대한 것과 같이 각각의 타임 슬롯에 대해 전송되도록 한다. 하지만, 다른 수신기 처리 기술은 여기서 설명되고 본 발명의 범위내인 전체/부분-CSI 피드백 기술과 관련하여 사용된다. 유사하게, 도 5와 도 6은 MIMO 전송을 처리하고, 전송 채널의 특성(즉, SNR)을 결정하며 송신기 시스템으로 전체 또는 부분 CSI를 보고할 수 있는 수신기 시스템의 두 실시예를 나타낸다. 여기서 설명된 기술에 기초한 다른 설계 및 다른 수신기 처리 기술이 가능하며 본 발명의 범위내이다.

부분-CSI 기술(예를 들면, CCMi 및 UMMSE 기술)은 또한 전체 수신된 신호 SNR 또는 이러한 SNR에 기초하여 결정된 입수가 가능한 전체 출력이 피드백될 때 송신기에서 적응성 처리없이 직접 방식(straightforward manner)으로 사용될 수 있다. 일 구현으로, 변조 포맷은 수신된 SNR 추정치 또는 추정된 처리량에 기초하여 결정되며, 동일한 변조 포맷이 모든 전송 채널에 대해 사용된다. 이러한 방법은 전체 시스템 처리량을 감소시키지만 역방향 링크를 통해 다시 전송된 정보량을 상당히 감소시킨다.

시스템 성능에서의 개선은 본 발명의 전체/부분-CSI 피드백 기술의 사용으로 실현된다. 부분 CSI 피드백을 가진 시스템 처리량이 계산되어 전체 CSI 피드백을 가진 처리량과 비교된다. 시스템 처리량은 다음과 같이 정의된다:

$$C = \sum_{i=1}^{N_c} \log_2(1 + \gamma_i)$$

여기서 γ_i 는 부분 CSI 기술에 대한 각각의 수신된 변조 심볼의 SNR 또는 전체 CSI 기술에 대한 각각의 전송 채널의 SNR이다. 여러 처리 기술에 대한 SNR은 다음과 같이 요약될 수 있다:

$$\gamma_i = \frac{1}{\sigma_n^2} \left(\frac{1}{r_{ii}} \right) \quad \text{CCMI 기술의 경우,}$$

$$\gamma_i = \frac{1}{u_{ii}} \quad \text{UMMSE 기술의 경우}$$

$$\gamma_i = \frac{\lambda_{ii}}{\sigma_n^2}, \quad \text{전체 CSI 기술의 경우.}$$

도 7A와 도 7B는 부분-CSI 및 전체-CSI 피드백 기술을 사용하는 4×4 MIMO 시스템의 성능을 도시한다. 컴퓨터 시뮬레이션으로부터의 결과가 얻어진다. 시뮬레이션에서, 각각의 채널 계수 행렬 \mathbf{H} 의 엘리먼트는 제로 평균 및 단위 분산을 가진 독립 가우스 확률변수로서 모델링된다. 각각의 계산에 대해, 다수의 임의행렬 구현이 생성되고 구현에 대해 계산된 처리량이 평균되어 평균 처리량을 산출한다.

도 7A는 여러 SNR 값에 대한 전체-CSI, 부분-CSI CCMI 및 부분-CSI UMMSE 기술을 위한 MIMO 시스템의 평균 처리량을 도시한다. 도 7A로부터 부분-CSI UMMSE 기술의 처리량이 높은 SNR 값에서 전체-CSI 처리량의 대략 75%이며 낮은 SNR 값에서 전체 CSI 처리량에 근접한다는 것을 알 수 있다. 부분-CSI CCMI 기술의 처리량은 높은 SNR 값에서 부분-CSI UMMSE 기술의 처리량의 대략 75%-90%이며, 낮은 SNR 값에서 대략 UMMSE 처리량의 30% 이하이다.

도 7B는 데이터의 히스토그램에 기초하여 생성된 3가지 기술에 대한 누적 확률 분포 함수(CDF)를 도시한다. 도 7B는 전송 채널당 16dB의 평균 SNR에서, 처리량이 CCMI 기술의 경우 2bps/Hz 이하일 때 대략 5%인 경우가 존재한다는 것을 도시한다. 한편, UMMSE 기술의 처리량은 동일한 SNR에서 모든 경우에 대해 7.5bps/Hz 이상이다. 따라서, UMMSE 기술은 CCMI 기술보다 낮은 출력 확률을 가지는 경향이 있다.

송신기 및 수신기 시스템의 엘리먼트는 하나 이상의 디지털 신호 처리기(DSP), 응용 주문형 집적회로(ASIC), 프로세서, 마이크로프로세서, 제어기, 마이크로컨트롤러, 현장 프로그램가능 게이트 어레이(FPGA), 프로그램가능 논리소자, 다른 전자 유닛 또는 이들의 조합으로 구현된다. 여기서 설명된 기능과 처리중 몇몇은 또한 프로세서상에서 실행되는 소프트웨어로 구현될 수 있다.

본 발명의 특징은 소프트웨어와 하드웨어의 조합으로 구현된다. 예를 들면, CCMI 및 UMMSE 기술에 대한 심볼 추정치와 채널 SNR의 편차에 대한 계산은 프로세서상에서 실행된 프로그램에 기초하여 수행된다(도 5와 도 6에서 각각 제어기(530 및 650)).

설명된 실시예에 대한 이전의 설명은 당업자에게 본 발명의 제조 또는 사용이 가능하도록 한다. 이들 실시예에 대한 여러 변경은 당업자에게 용이할 것이며, 여기서 설명된 일반적인 원리는 본 발명의 정신 또는 범위를 벗어남없이 다른 실시예에 적용될 수 있다. 따라서, 본 발명은 개시된 실시예에 한정하기 위한 것이 아니라 설명된 원리 및 새로운 특징에 부합하는 가장 광범위한 청구항에 따른다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신시스템에서 송신기로부터 수신기 유닛으로 데이터를 전송하기 위한 방법으로서,

수신기 유닛에서,

다수의 수신 안테나를 통해 다수의 신호를 수신하는 단계를 포함하는데, 상기 수신 안테나로부터 수신된 신호는 상기 송신기 유닛으로부터 전송된 하나 이상의 신호의 결합을 포함하며,

데이터 전송을 위하여 사용된 다수의 전송채널의 특성을 나타내는 채널 상태정보(CSI)를 유도하기 위하여 상기 수신된 정보를 처리하는 단계, 및

상기 CSI를 다시 상기 송신기 유닛으로 전송하는 단계를 포함하며;

상기 송신기 유닛에서,

상기 수신기 유닛으로부터 상기 CSI를 수신하는 단계, 및

상기 수신된 CSI에 기초하여 상기 수신기 유닛에 전송하기 위한 데이터를 처리하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 2.

제 1항에 있어서, 상기 보고된 CIS는 상기 다수의 전송 채널의 각각에 대한 신호 대 잡음비 더하기 간섭(SNR) 추정치를 포함하는 방법.

청구항 3.

제 2항에 있어서, 상기 송신기 유닛에서의 처리 단계는 전송채널에 대한 SNR 추정치에 기초하여 각각의 전송채널에 대한 데이터를 코딩하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 4.

제 3항에 있어서, 상기 각각의 전송채널에 대한 데이터는 전송채널에 대한 SNR 추정치에 기초하여 개별적으로 코딩되는 방법.

청구항 5.

제 3항에 있어서, 상기 코딩단계는 고정된 베이스 코드를 사용하여 상기 전송채널에 대한 데이터를 코딩하는 단계와;

상기 전송채널에 대한 SNR 추정치에 기초하여 코딩된 비트의 펄처링을 조절하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 6.

제 3항에 있어서, 상기 송신기 유닛에서의 처리단계는 전송채널에 대한 상기 SNR 추정치에 기초하여 선택된 변조방식에 따라 각 전송채널에 대한 코딩된 데이터를 변조하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 7.

제 1항에 있어서, 상기 보고된 CIS는 다수의 전송채널에 대한 특성을 포함하는 방법.

청구항 8.

제 1항에 있어서, 상기 보고된 CSI는 상기 다수의 전송채널에 대한 고유모드 및 고유값을 나타내는 방법.

청구항 9.

제 8항에 있어서, 상기 송신기 유닛에서의 처리단계는 고유값에 기초하여 상기 전송채널에 대한 데이터를 코딩하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 10.

제 9항에 있어서, 상기 각각의 전송채널에 대한 데이터는 개별적으로 코딩되는 방법.

청구항 11.

제 9항에 있어서, 상기 송신기 유닛에서의 처리단계는 변조 심볼을 제공하기 위하여 상기 고유값에 기초하여 선택된 변조방식에 따라 전송채널에 대한 코딩된 데이터를 변조하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 12.

제 11항에 있어서, 상기 송신기 유닛에서의 처리단계는 상기 고유모드에 기초하여 전송전에 상기 변조심볼을 사전에 컨디셔닝하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 13.

제 1항에 있어서, 상기 CSI는 상기 수신기 유닛으로부터 모두 전송되는 방법.

청구항 14.

제 13항에 있어서, 상기 CIS는 상기 수신기 유닛으로부터 주기적으로 모두 전송되며, 상기 CSI에 대한 업데이트는 전체 전송사이에 전송되는 방법.

청구항 15.

제 1항에 있어서, 상기 CSI는 특정 임계치를 초과하는 채널 특성의 변화가 검출될때 전송되는 방법.

청구항 16.

제 8항에 있어서, 상기 고유모드 및 상기 고유값을 나타내는 CSI는 다른 업데이트율로 전송되는 방법.

청구항 17.

제 1항에 있어서, 상기 CSI는 코렐레이션 매트릭스 인버전(CCMI) 처리에 기초하여 상기 수신기 유닛에서 유도되는 방법.

청구항 18.

제 17항에 있어서, 상기 수신기 유닛에서의 CCMI 처리는,

상기 수신된 신호를 처리하여 수신된 변조 심볼을 유도하는 단계와;

제 1 매트릭스에 따라 상기 수신된 변조심볼을 필터링하여 필터링된 변조 심볼을 제공하는 단계와;

제 2 매트릭스와 상기 필터링된 변조심볼을 곱하여 전송된 변조심볼의 추정치를 제공하는 단계와;

상기 데이터 전송을 위하여 사용된 다수의 전송채널의 특성을 추정하는 단계를 포함하며;

상기 제 1매트릭스는 데이터 전송을 위하여 사용되는 다수의 전송안테나 및 다수의 수신안테나사이의 채널 특성의 추정치를 나타내는 방법.

청구항 19.

제 18항에 있어서, 특정 복조방식에 따라 상기 변조 심볼 추정치를 복조하여 상기 복조된 심볼을 제공하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 20.

제 19항에 있어서, 특정 디코딩 방식에 따라 상기 복조된 심볼을 디코딩하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 21.

제 18항에 있어서, 리턴턴트 전송을 위한 변조 심볼 추정치를 결합하여 결합된 변조심볼 추정치를 제공하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 22.

제 18항에 있어서, 상기 수신된 변조심볼에 기초하여 채널 계수 매트릭스를 유도하는 단계를 포함하며;

상기 제 1 매트릭스는 상기 채널 계수 매트릭스로부터 유도되는 방법.

청구항 23.

제 22항에 있어서, 상기 채널 계수 매트릭스는 파일럿 데이터에 대응하는 수신된 변조심볼에 기초하여 유도되는 방법 .

청구항 24.

제 18항에 있어서, 상기 제 2매트릭스는 상기 제 1매트릭스로부터 유도된 역자승 매트릭스인 방법.

청구항 25.

제 1항에 있어서, 상기 CSI는 바이어스되지 않은 최소 평균자승 에러(UMMSE) 처리에 기초하여 상기 수신기 유닛에서 유도되는 방법.

청구항 26.

제 25항에 있어서, 상기 UMMSE 처리는,

상기 수신된 신호를 처리하여 수신된 변조심볼을 유도하는 단계와;

상기 제 1매트릭스 M 과 상기 수신된 변조심볼을 곱하여 전송된 변조심볼의 추정치를 제공하는 단계와;

상기 수신된 변조심볼에 기초하여 데이터 전송을 위하여 사용된 다수의 전송채널의 특성을 추정하는 단계를 포함하며;

상기 제 1 매트릭스 **M**은 상기 변조 심볼 추정치 및 전송된 변조 심볼사이의 평균자승에러를 최소화하도록 선택되는 방법.

청구항 27.

제 26항에 있어서, 제 2매트릭스와 상기 변조심볼 추정치를 곱하여 상기 전송된 변조심볼의 바이어스되지 않은 추정치를 제공하는 단계를 포함하며;

상기 전송채널의 특성은 상기 바이어스되지 않은 변조 심볼 추정치에 기초하여 추정되는 방법.

청구항 28.

제 27항에 있어서, 상기 바이어스되지 않은 변조 심볼 추정치 및 상기 전송된 변조 심볼사이의 평균자승에러를 추정하고 최소화하기 위하여 상기 바이어스되지 않은 변조심볼에 기초하여 상기 제 1매트릭스 **M**을 유도하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 29.

제 1항에 있어서, 상기 **MIMO** 시스템은 직교 주파수 분할 변조(**OFDM**)를 실행하는 방법.

청구항 30.

제 29항에 있어서, 상기 수신기 유닛 및 상기 송신기 유닛 각각에서의 처리단계는 다수의 주파수 부채널의 각각에 대하여 수행되는 방법.

청구항 31.

다중-입력 다중-출력(**MIMO**) 통신시스템에서 송신기 유닛으로부터 수신기 유닛으로 데이터를 전송하기 위한 방법으로서,

수신기 유닛에서,

다수의 수신기 안테나를 통해 다수의 신호를 수신하는 단계를 포함하는데, 상기 각각의 수신 안테나로부터 수신된 신호는 상기 송신기 유닛으로부터 전송된 하나 이상의 신호의 결합을 포함하며,

상기 다수의 수신된 신호를 처리하여 상기 송신기 유닛으로부터 전송된 변조심볼의 추정치를 제공하는 단계,

데이터 전송을 위하여 사용된 다수의 전송채널의 신호 대 잡음 더하기 간섭(**SNR**)을 추정하는 단계,

상기 전송채널에 대한 **SNR** 추정치를 다시 송신기 유닛에 전송하는 단계, 및

송신기 유닛에서,

상기 수신된 **SNR** 추정치에 따라 상기 수신기 유닛에 전송하기 위한 데이터를 처리하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 32.

제 31항에 있어서, 상기 다수의 전송채널 각각에 대한 **SNR**이 추정되며, 상기 각각의 전송채널에 대한 상기 **SNR** 추정치는 상기 송신기 유닛으로 다시 전송되는 방법.

청구항 33.

제 31항에 있어서, 상기 수신기 유닛에서,

데이터 전송을 위하여 사용된 다수의 전송채널에 대한 특성을 유도하는 단계와;

상기 특성을 다시 상기 송신기 유닛으로 전송하는 단계를 더 포함하는 방법.

청구항 34.

제 33항에 있어서, 상기 송신기 유닛에서,

상기 다수의 전송채널에 대한 특성에 따라 상기 수신기 유닛에 전송하기 전에 변조심볼을 사전에 컨디셔닝하는 단계를 포함하는 더 포함하는 방법.

청구항 35.

제 31항에 있어서, 상기 수신된 변조심볼은 채널 코릴레이션 매트릭스 인버전(CDMI) 방식에 따라 처리되는 방법.

청구항 36.

제 31항에 있어서, 상기 수신된 변조심볼은 바이어스되지 않은 최소 평균자승(UMMSE) 방식에 따라 처리되는 방법.

청구항 37.

제 31항에 있어서, 상기 송신기 유닛에서의 처리단계는 전송채널에 대한 상기 수신된 SNR에 따라 각각의 전송채널에 대한 데이터를 코딩하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 38.

제 37항에 있어서, 상기 송신기 유닛에서의 처리단계는 전송채널에 대한 수신된 SNR 추정치에 기초하여 선택된 변조방식에 기초하여 각각의 전송채널에 대한 코딩된 데이터를 변조하는 방법.

청구항 39.

다중입력 다중출력(MIMO) 통신시스템으로서,

수신기 유닛은,

다수의 수신 안테나를 통해 다수의 신호를 수신하고 수신된 신호를 처리하여 수신된 변조심볼을 제공하도록 구성된 다수의 프런트-엔드 프로세서,

상기 프런트-엔드 프로세서에 접속되며, 상기 수신된 변조심볼을 수신 및 처리하여 데이터 전송을 위하여 사용되는 다수의 전송채널의 특성을 나타내는 채널상태 정보(CSI)를 유도하도록 구성된 적어도 하나의 수신 MIMO 프로세서, 및

상기 수신 MIMO 프로세서에 접속되며, 상기 송신기 유닛에 다시 전송하기 위한 상기 CSI를 처리하도록 구성된 전송 데이터 프로세서를 포함하며;

송신기 유닛은,

상기 수신기 유닛으로부터 하나 이상의 신호를 수신 및 처리하여 상기 전송된 CSI를 복원하도록 구성된 적어도 하나의 복조기, 및

상기 복원된 CSI에 기초하여 상기 수신기 유닛에 전송하기 위한 데이터를 처리하도록 구성된 전송 데이터 프로세서를 포함하는 다중입력 다중출력(MIMO) 통신시스템

청구항 40.

다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신시스템에서 사용하는 수신기 유닛으로서,

다수의 수신 안테나를 통해 다수의 전송된 신호를 수신하고 상기 수신된 신호를 처리하여 수신된 변조심볼을 제공하도록 구성된 다수의 프런트-엔드 프로세서와;

상기 다수의 프런트-엔드 프로세서에 접속되며, 제 1 매트릭스에 따라 상기 수신된 변조심볼을 필터링하여 필터링된 변조심볼을 제공하도록 구성된 필터를 포함하는데, 상기 제 1 매트릭스는 데이터 전송을 위하여 사용되는 다수의 전송 안테나 및 다수의 수신 안테나사이의 채널특성의 추정치를 나타내며;

상기 필터에 접속되며, 제 2 매트릭스와 상기 필터링된 변조심볼을 곱하여 전송된 변조심볼의 추정치를 제공하도록 구성된 곱셈기와;

상기 곱셈기에 접속되며, 상기 데이터 전송을 위하여 사용된 다수의 전송채널의 특성을 추정하여 상기 추정된 채널 특성을 나타내는 채널상태 정보(CSI)를 제공하도록 구성된 채널 품질 추정기와;

상기 수신기 유닛으로부터 전송하기 위한 상기 CSI를 수신하여 처리하도록 구성된 전송 데이터 프로세서를 포함하는 수신기 유닛.

청구항 41.

제 40항에 있어서, 상기 변조 심볼 추정치에 기초하여 채널 계수 매트릭스를 유도하도록 구성된 제 2 추정기를 포함하며, 상기 제 1 매트릭스는 채널 계수 매트릭스에 기초하여 유도되는 수신기 유닛.

청구항 42.

제 40항에 있어서, 상기 전송채널 특성의 상기 추정치는 신호대 잡음비 더하기 간섭(SNR) 추정치를 포함하는 수신기 유닛.

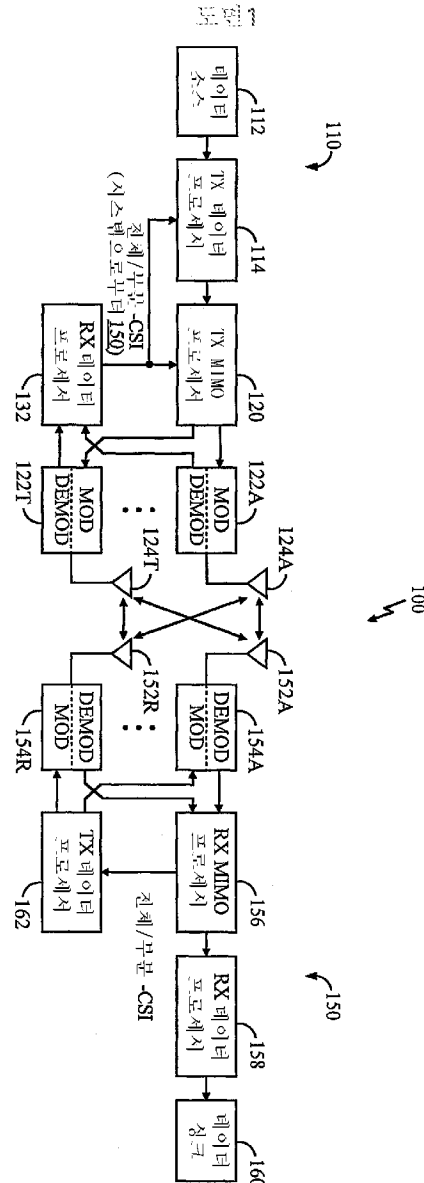
청구항 43.

제 40항에 있어서, 하나 이상의 복조 엘리먼트를 포함하며, 상기 각각의 복조 엘리먼트는 특정 복조방식에 따라 변조 심볼 추정치의 각 스트림을 수신 및 복조하여 복조된 심볼의 스트림을 제공하도록 구성된 수신기 유닛.

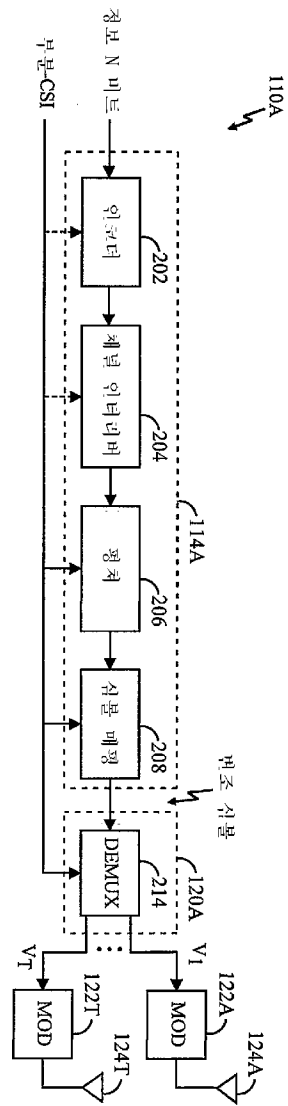
청구항 44.

제 43항에 있어서, 하나 이상의 디코더를 포함하며, 상기 각각의 디코더는 특정 디코딩 방식에 따라 복조된 심볼의 스트림을 수신 및 디코딩하여 디코딩된 데이터를 제공하는 수신기 유닛.

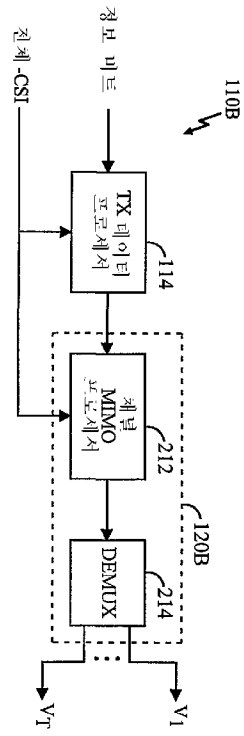
도면

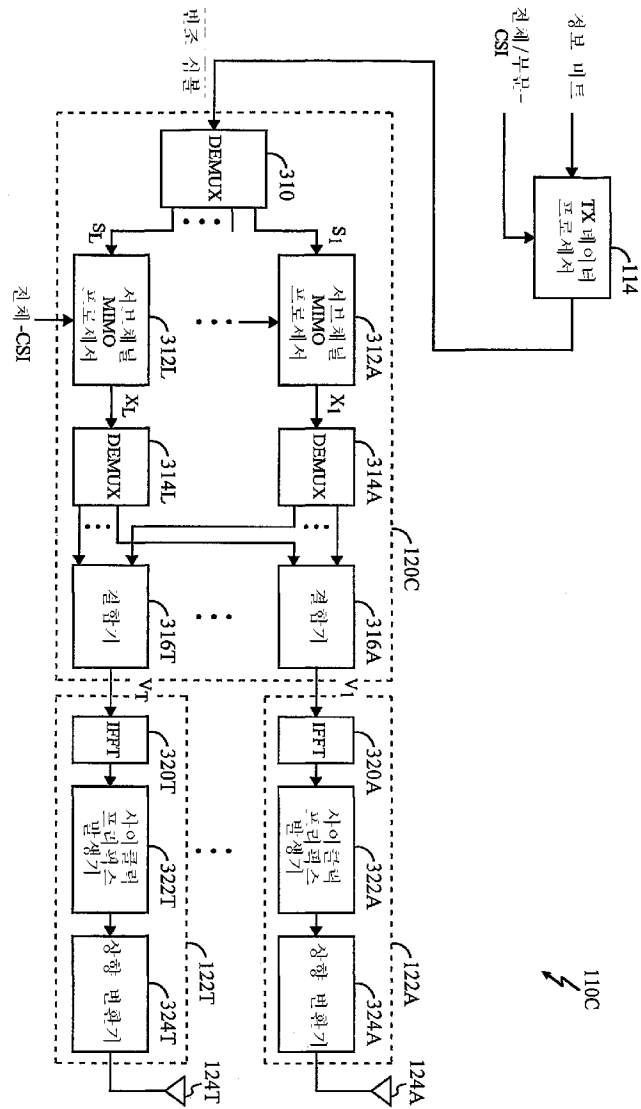


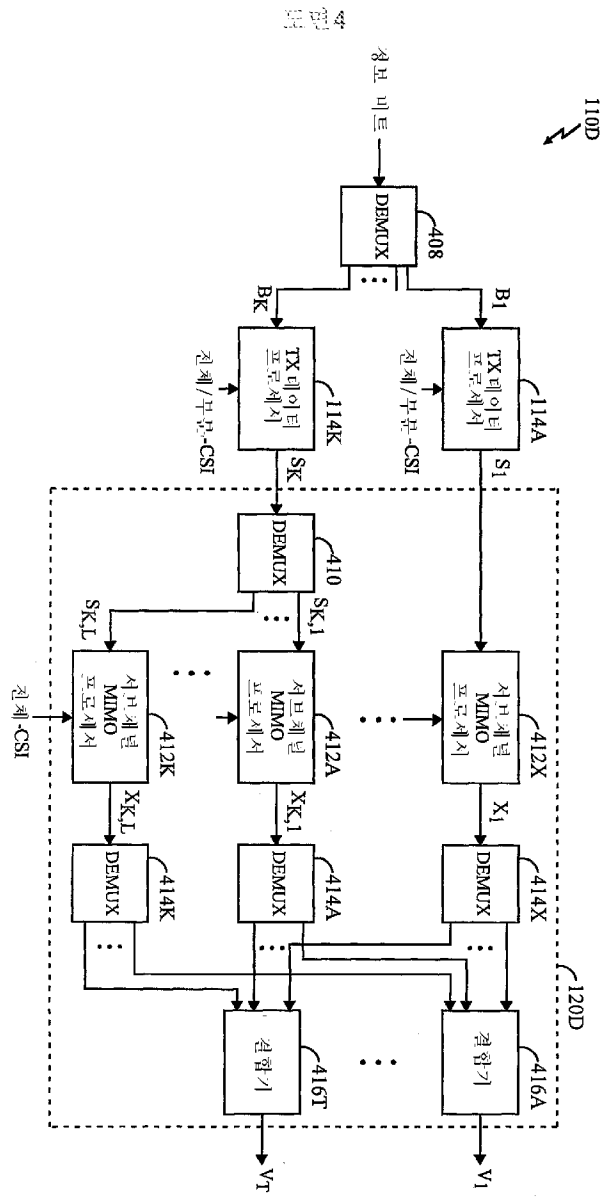
도면 2

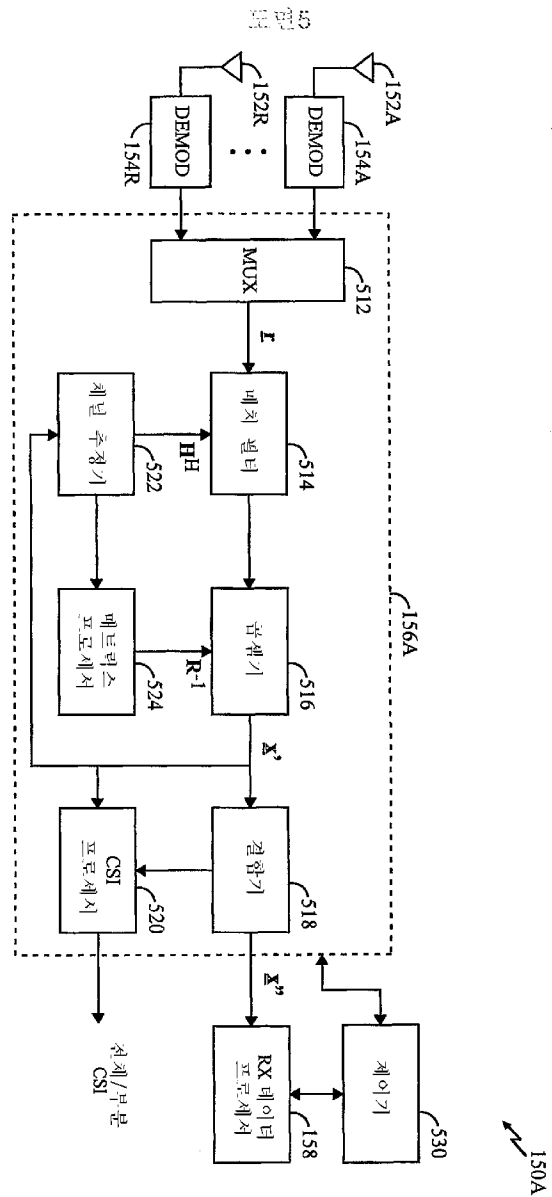


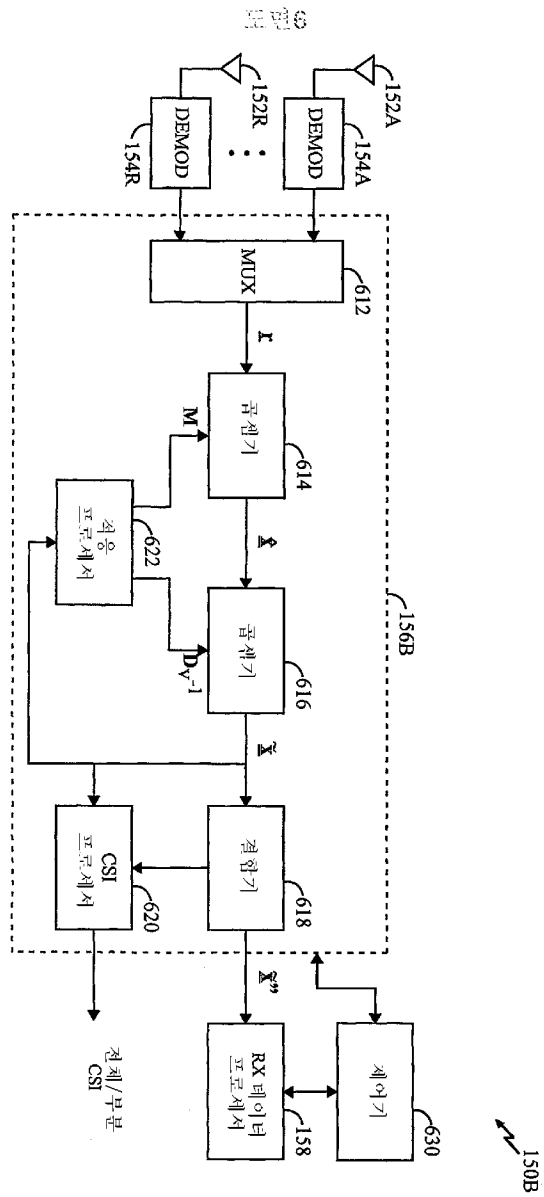
도면 26



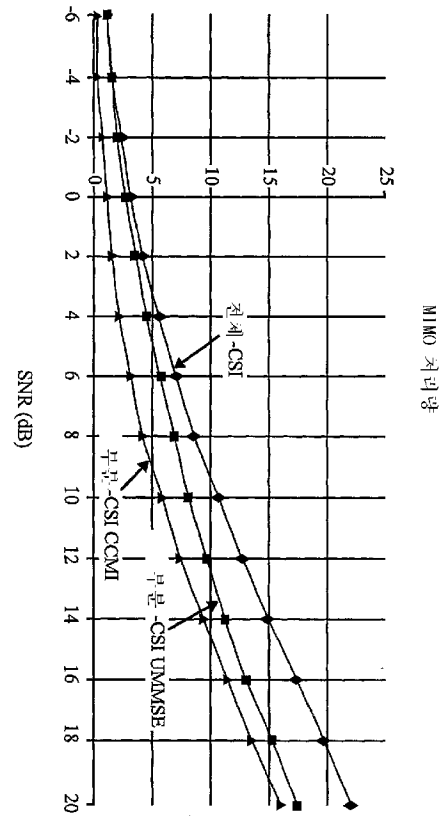




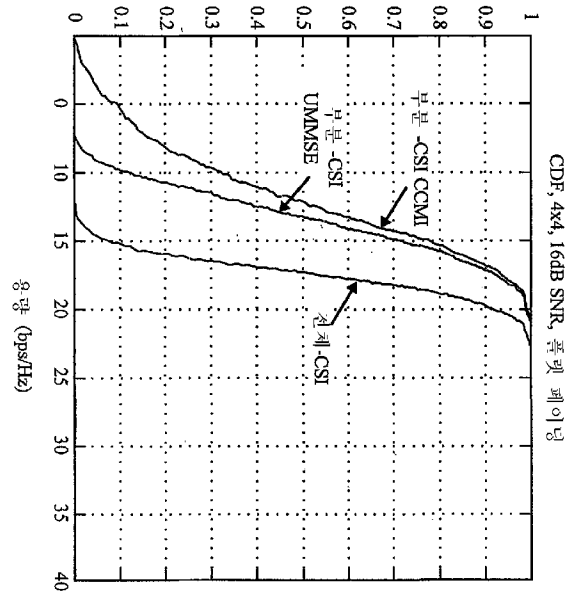




도면 75
채널량
(bps/Hz)



도면 76
확률



RU2139633

PUB DATE: 1999-10-10

APPLICANT: SAMSUNG ELECTRONICS CO LTD [KR]

HAS ATTACHED HERETO CORRESPONDING ENGLISH LANGUAGE EQUIVALENT:

US6631121

PUB DATE: 2003-10-07

APPLICANT: SAMSUNG ELECTRONICS CO LTD [US]



(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 139 633** ⁽¹³⁾ **C1**
(51) МПК⁶ **H 04 В 7/26**

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) **ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

(21), (22) Заявка: 98106848/09, 09.04.1998
(24) Дата начала действия патента: 09.04.1998
(30) Приоритет: 16.04.1997 KR 14002/1997
(46) Дата публикации: 10.10.1999
(56) Ссылки: US 4435840 A, 06.03.84. EP 0395092 A2, 31.10.94. US 4612415 A, 16.09.86. WO 92/12601 A1, 30.07.92. WO 90/10342 A1, 07.09.90. SU 1837403 A1, 30.08.93.
(98) Адрес для переписки:
129010, Москва, ул.Б.Спасская 25, стр.3,
"Городисский и партнеры", Емельянову Е.И.

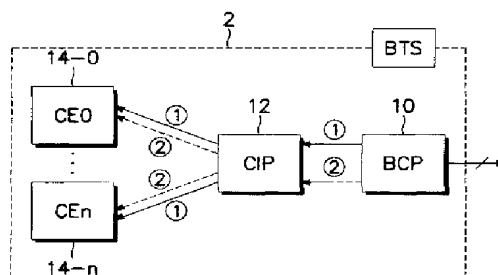
(71) Заявитель:
Самсунг Электроникс Ко., Лтд. (KR)
(72) Изобретатель: Сунг-Хоон Юн (KR)
(73) Патентообладатель:
Самсунг Электроникс Ко., Лтд. (KR)

(54) СПОСОБ И УСТРОЙСТВО УПРАВЛЕНИЯ СЛУЖЕБНЫМ КАНАЛОМ В МОБИЛЬНОЙ СИСТЕМЕ СВЯЗИ

(57) Реферат:

Заявлены способ и устройство для управления служебным каналом базовой станции в мобильной системе связи. Способ включает операции вычисления нагрузки базовой станции, если вычисленная нагрузка достигает порогового значения, то передачи сообщения запроса назначения дополнительного служебного канала процессору интерфейса платы каналов и дополнительного назначения служебного канала, и если вычисленная нагрузка снижается, то передачи сообщения запроса отмены назначения служебного канала процессору интерфейса платы каналов и отмены упомянутого служебного канала. Техническим результатом является

повышение эффективности и стабилизации характеристик мобильной системы связи. 2 с. и 4 з.п. ф-лы, 2 табл, 4 ил.



Фиг.1

RU 2 139 633 C1

RU 2 139 633 C1



(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 139 633** ⁽¹³⁾ **C1**
(51) Int. Cl.⁶ **H 04 B 7/26**

RUSSIAN AGENCY
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(21), (22) Application: 98106848/09, 09.04.1998

(24) Effective date for property rights: 09.04.1998

(30) Priority: 16.04.1997 KR 14002/1997

(46) Date of publication: 10.10.1999

(98) Mail address:
129010, Moskva, ul.B.Spasskaja 25, str.3,
"Gorodisskij i partnery", Emel'janovu E.I.

(71) Applicant:
Samsung Ehlektroniks Ko., Ltd. (KR)

(72) Inventor: Sung-Khoon Jun (KR)

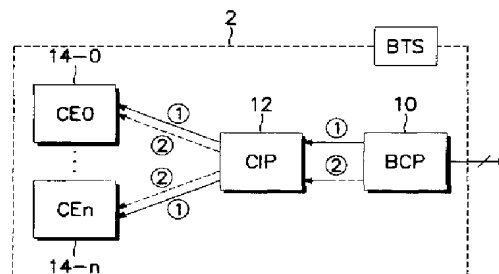
(73) Proprietor:
Samsung Ehlektroniks Ko., Ltd. (KR)

(54) **METHOD AND DEVICE FOR CONTROLLING SERVICE CHANNEL IN MOBILE COMMUNICATION SYSTEM**

(57) Abstract:

FIELD: controlling base-station service channel in mobile communication system.
SUBSTANCE: method involves base-station load calculations, transmission of message requesting assignment of additional service channel to channel-board interface processor and additional assignment of service channel when calculated load reached threshold value, transmission of message requesting canceling of service channel assignment to channel-board interface processor and canceling of mentioned service channel when calculated load is reduced. EFFECT: improved efficiency and stability of mobile

communication system characteristics. 6 cl,
4 dwg, 2 tbl



Фиг.1

Область техники

Изобретение относится к мобильной системе связи, более конкретно к способу и устройству для управления служебным каналом базовой станции для повышения эффективности и стабильности характеристик системы множественного доступа с кодовым разделением каналов.

Предшествующий уровень техники

В современных системах множественного доступа с кодовым разделением каналов (МДКР) служебный канал, реализуемый на плате каналов приемопередающей подсистемы базовой станции (ППБС), например канал пилот-сигнала, канал синхронизации, канал поискового вызова или канал доступа, назначается предварительно и, таким образом, эксплуатируется неизменным образом. При поисковом вызове мобильной станции посредством прямой линии связи системы МДКР приемопередающая подсистема базовой станции осуществляет поисковый вызов соответствующего терминала посредством предварительно назначенного канала поискового вызова с конкретным номером (например, 1). В обратной линии связи системы МДКР постоянно назначенный канал доступа с конкретным номером (например, 1) используется для установления соединения между мобильной станцией и ППБС.

Однако такой способ поискового вызова имеет ряд недостатков, как описано ниже. В прямой линии связи системы МДКР, хотя и нет перегрузки в ППБС при осуществлении поискового вызова мобильной станции с точно известным текущим местоположением, однако нагрузка ППБС возрастает при поисковом вызове мобильной станции, текущее положение которой точно не известно. Ниже будут описаны причины возникновения проблем при поисковом вызове мобильной станции при отсутствии точной информации о ее местоположении. При поисковом вызове мобильной станции, текущее положение которой точно не известно, выполняется первичный поисковый вызов, осуществляемый данной ППБС, и вторичный поисковый вызов, осуществляемый зоной, содержащей несколько ППБС, или блоком идентификации области местонахождения. Если положение мобильной станции точно не известно даже при осуществлении вторичного поискового вызова, то осуществляется широковещательная передача третичного поискового вызова, реализуемая центром коммутации мобильных станций (ЦКМС). В таком случае в ППБС может возникнуть состояние перегрузки вследствие интенсивного трафика, и в системе могут иметь место нарушения работоспособности. Кроме того, даже в обратной линии связи системы МДКР интенсивный трафик может генерироваться вследствие возрастания вызовов, выполняемых через канал доступа мобильной станцией, ответов на поисковые вызовы ППБС или вследствие количества регистраций в системе. Поэтому в ограниченном канале доступа может возникнуть перегрузка, и соединение между мобильной станцией и ППБС может стать нестабильным.

Сущность изобретения

Задачей изобретения является создание

способа и устройства управления служебным каналом ППБС для повышения эффективности и стабилизации характеристик мобильной системы связи.

Еще одной задачей изобретения является создание способа и устройства, обеспечивающих определение пропускной способности служебного канала путем предварительного прогнозирования нагрузки между прямой линией связи и обратной линией связи.

Кроме того, задачей изобретения является создание способа и устройства, обеспечивающих динамическое назначение ресурсов радиосвязи путем предварительного прогнозирования состояния перегрузки в служебном канале, которая может образоваться при возникновении ситуации срочного характера радиосвязи.

В соответствии с одним из аспектов изобретения способ управления служебным каналом базовой станции в мобильной системе связи включает следующие операции: вычисление нагрузки базовой станции; если вычисленная нагрузка достигает порогового значения, то передача сообщения запроса назначения дополнительного служебного канала процессору интерфейса платы каналов и дополнительное назначение указанного служебного канала; а если вычисленная нагрузка снижается, то передача сообщения запроса отмены назначения служебного канала процессору интерфейса платы каналов, и отмена упомянутого служебного канала.

В соответствии с другим аспектом изобретения устройство для управления служебным каналом базовой станции в мобильной системе связи содержит процессор вычисления нагрузки для вычисления нагрузки базовой станции; блок памяти для хранения ресурсов, связанных с дополнительным назначением служебного канала на основе вычисленной нагрузки; контроллер служебного канала для передачи в случае, если вычисленная нагрузка достигнет порогового уровня, сообщения запроса назначения дополнительного служебного канала процессору интерфейса платы каналов и назначения дополнительного служебного канала; а также передачи, если вычисленная нагрузка снизилась, сообщения запроса отмены назначения служебного канала процессору интерфейса платы каналов и отмены упомянутого служебного канала.

Краткое описание чертежей

Вышеописанные задачи и преимущества настоящего изобретения поясняются в описании предпочтительного варианта осуществления изобретения, иллюстрируемого чертежами, на которых представлено следующее:

Фиг. 1 - блок-схема ППБС;

Фиг. 2 - диаграмма, показывающая нагрузку канала поискового вызова для трафика прямой линии связи, согласно предпочтительному варианту осуществления настоящего изобретения;

Фиг. 3 - диаграмма, показывающая нагрузку канала доступа для трафика обратной линии связи, согласно предпочтительному варианту осуществления настоящего изобретения;

Фиг. 4 - функциональная блок-схема устройства управления служебным каналом, соответствующего предпочтительному варианту осуществления настоящего изобретения.

Детальное описание предпочтительного варианта осуществления изобретения

В нижеследующем описании хорошо известные функции или устройства, которые не существенны для изложения сущности изобретения, детально не описываются.

Настоящее изобретение предусматривает вычисление максимального трафика, который может генерироваться в наихудшем случае в прямой линии связи с учетом вероятности генерирования вызова между мобильными станциями, вызова от мобильной станции к наземной станции, вызова от наземной станции к мобильной станции и числа битов сообщения, генерируемого при установлении обычной связи по вызову. Если нагрузка системы приближается к пороговому значению, то дополнительно выделяются каналы поискового вызова для обеспечения обработки нагрузки в системе. Кроме того, в обратной линии связи каналы доступа дополнительно вводятся с учетом вероятности генерирования вызова и трафика, генерируемого при установлении обычной связи по вызову. Тем самым обеспечивается обработка перегрузки в системе, которая может возникнуть неожиданно.

Как показано на фиг. 1, приемопередающая подсистема базовой станции (ППБС) 2, соединенная с контроллером базовой станции (КБС), содержит процессор управления (ПУ) 10 ППБС, процессор интерфейса платы каналов (ПИПК) 12 и множество канальных элементов (КЭ) 14-0,..., 14-n.

Сигнальный поток (1) иллюстрирует канал передачи сообщения запроса дополнительного назначения служебного канала, а поток (2) иллюстрирует канал передачи сообщения отмены назначения служебного канала.

В условиях мобильной связи, когда передаваемые сигналы подвергаются замираниям ввиду резкого изменения уровня принимаемого сигнала, весьма важно учитывать нагрузку между прямой линией связи и обратной линией связи для обеспечения эффективного функционирования системы. В предпочтительном варианте осуществления изобретения пропускная способность служебного канала, которая может поддерживать баланс между нагрузкой в прямой линии связи и нагрузкой в обратной линии связи, определяется, как описано ниже, на базе стандартов IS-95, IS-95A, J-STD-008 и CAI, которые относятся к спецификациям воздушного интерфейса.

(1) Прямая линия связи системы МДКР.

В предположении, что установлен обычный трафик, нагрузка полного трафика вычисляется процессором управления 10 на основе формата сообщения, определенного техническими требованиями, предъявляемыми к воздушному интерфейсу IS-95, IS-95A и J-STD-008. Если эта нагрузка приближается к пороговому значению, то процессор управления 10 передает сообщение запроса назначения

дополнительного служебного канала процессору 12 интерфейса платы каналов для управления канальными элементами 14-0,..., 14-n. Нагрузка вычисляется с учетом следующих условий.

Предполагается, что сообщение, используемое в канале МДКР прямой линии связи, имеет следующие характеристики. Это сообщение основывается на стандарте IS-95.

Сообщение, используемое в прямой линии связи МДКР

1. Служебное сообщение: 752 бита

Предполагается, что мобильная станция не включает данных подтверждения подлинности в сообщение канала доступа.

Число перечня соседних станций равно 16

Сообщение параметра системы: 164 бита

Сообщение параметра доступа: 152 бита

Сообщение перечня соседних станций: 264 бита

Сообщение перечня каналов МДКР: 72 бита

2. Сообщение назначения канала: 136 битов

3. Сообщение команды подтверждения приема базовой станции (BS_ACK_ORDER): 112 битов

4. Сообщение команды подтверждения приема регистрации (REG_ACK_ORDER): 112 битов

5. Сообщение поискового вызова в интервалах: 240 битов

Предполагается, что осуществляется поисковый вызов 5 мобильных станций со скоростью передачи 4800 б/с

6. Число каналов на сектор: N = 20, 24, 28, 32

7. Среднее время вызова: T = 90 с

8. Вероятность блокировки: B = 2%

Предоставляемая нагрузка A может быть представлена соотношением

$$A = \frac{\text{Среднее время вызова} \times \text{Полное число абонентов} \times \langle \text{ПВИЗ} / \text{абонент} \rangle}{\text{Час.}} \quad [\text{ErLang}]$$

..... (1)

где ПВИЗ - попытки вызова в интервале занятости

10. Полное число абонентов M определяется соотношением

$$M = \frac{A \times \text{Час.}}{\text{Среднее время вызова} \times \text{Полное число абонентов} \times \langle \text{ПВИЗ} / \text{абонент} \rangle} \quad (2)$$

11. Попытки вызова на интервале занятости (ПВИЗ) на абонента: S = 1,50

12. Число установлений вызова в час (УВЧ): УВЧ = M x S

13. Общий тип возникающих вызовов (и частота осуществления)

от мобильной станции к мобильной станции: 5% (50%)

от мобильной станции к наземной станции: 65% (85%)

от наземной станции к мобильной станции: 30% (50%)

14. Скорость передачи данных в канале поискового вызова: 9600 б/с, 4800 б/с

15. Эффективность обработки в канале поискового вызова: 90%

16. Предполагается, что число регистраций составляет 10. Регистрация представляет собой процедуру обработки, выполняемую мобильной станцией, для информирования базовой приемопередающей станции о своем

положении, статусе, цикле временного интервала и других характеристиках.

На основе вышеприведенных предположений характеристика полного числа битов служебного сообщения (ТОНМВ), которая может генерироваться в прямой линии связи МДКР сообщением служебного канала в час, представляется в виде:

$$TONMB = \frac{Час}{Overhead_Msg_Period} \times Overhead_Msg \text{ бит,} \quad (3)$$

где Overhead_Msg_Period - период передачи сообщения служебного канала и Overhead_Msg - сообщение служебного канала.

Характеристика бита полного сообщения назначения канала (ТСАМВ), которая может генерироваться в прямой линии связи МДКР сообщением назначения канала в час, определяется следующим образом:

$$ТСАМВ = \frac{Число \text{ установок вызовов}}{Час.} \times$$

$$\times Ch_Assign_Msg \text{ бит,} \quad (4)$$

где Ch_Assign_Msg - сообщение назначения канала.

Характеристика полного числа битов сообщения команды подтверждения приема регистрации (ТРАОМВ), которая может генерироваться в прямой линии связи МДКР сообщением команды подтверждения приема регистрации в час, определяется следующим образом:

$$ТРАОМВ = \text{полное число абонентов} \cdot \text{(число регистр./абонент)} \cdot Registration_Ack_Order_Msg \text{ бит, (5)}$$

где Registration_Ack_Order_Msg - сообщение команды подтверждения приема в час.

Характеристика полного числа битов сообщения команды подтверждения приема базовой станции (ТВАОМВ), которая может генерироваться в прямой линии связи МДКР сообщением команды подтверждения приема базовой станции в час, определяется следующим образом:

$$ТВАОМВ = \text{(полное число абонентов} \times \text{число регистр./абонент)} \times$$

$$\frac{Число \text{ установ. вызовов}}{Час.} \times BS_Ack_Order_Msg \text{ бит,} \quad (6)$$

где BS_Ack_Order_Msg - сообщение команды подтверждения приема базовой станции в час.

Характеристика полного числа битов сообщения поискового вызова (ТМРВ), которая может генерироваться в прямой линии связи МДКР сообщением поискового вызова в интервалах в час, может быть представлена в виде:

$$ТМРВ = \left[\frac{Число \text{ установок}}{Час.} \times (P_{MM} \times F_{MM} + P_{LM} \times F_{LM}) \times \right. \\ \times \text{Число секторов в час} + \frac{Число \text{ установок}}{Час.} \times \\ \times (P_{MM} \times F_{MME} + P_{LM} \times F_{LME}) \\ \times \text{Полное число секторов} \frac{Число \text{ уст. вызовов}}{Час.} \\ \times (P_{MM} \times F_{MME} + P_{LM} \times F_{LME}) \times FGPE \times SGP \\ \times \text{Slotted_Page_Msg бит} \quad (7)$$

где P_{MM} - вероятность возникновения вызова от мобильной станции к мобильной станции, P_{ML} - вероятность возникновения вызова от мобильной станции к наземной станции, P_{LM} - вероятность возникновения вызовов от наземной станции к мобильной станции, P_{MME} - вероятность ошибки вызова от мобильной станции к мобильной станции, P_{LME} - вероятность ошибки вызова от наземной станции к мобильной станции, F_{MM} - коэффициент, требуемый для установки 100% вызова от мобильной станции к мобильной станции, F_{LM} - коэффициент, требуемый для установки 100% вызова от наземной станции к мобильной станции, FGPE - ошибка поискового вызова первой группы, SGP - поисковый вызов второй группы, Slotted_Page_Msg - сообщение поискового вызова в интервалах в час.

Характеристика полного количества битов (ТВРН), которая может быть получена в прямой линии связи МДКР в час с учетом уравнений (3), (4), (5), (6) и (7), может быть представлена в следующем виде:

$$ТВРН = Overhead_Msg \text{ бит} + Ch_Assign_Msg \text{ бит} \\ + Reg_Ack_Order_Msg \text{ бит} \\ + BS_Ack_Order_Msg \text{ бит} \\ + Slotted_Page_Msg \text{ бит} \\ = TONMB + TCAMB + TRAOMB + TBAOMB + TSPMB. \quad (8)$$

Нагрузка канала поискового вызова PCN_LOAD, соответствующая скорости передачи данных в канале поискового вызова PCN_Data_Rate (9600 б/с, 4800 б/с) в прямой линии связи

$$PCN_LOAD(\%) = \frac{\text{Бит прямого канала трафика}}{PCN_Data_Rate \times Час. \times PCN_pro_performance} \times 100, \quad (9)$$

где PCN_pro_performance - эффективность обработки в канале поискового вызова.

(2) Обратная линия связи МДКР.

Если устанавливается обычный вызов, то сообщение обратной линии связи МДКР содержит сообщение источника, используемое для определения источника сообщения, сообщение ответа на поисковый вызов, используемое для ответа на поисковые вызовы от базовой приемопередающей станции, и регистрационное сообщение, используемое для регистрации. Скорость передачи данных в канале доступа равна 4800 б/с. Предполагается, что среднее время вызова равно 90 секунд, эффективность обработки в канале доступа равна 80% и число запросов на регистрацию для одного абонента равно 10. Все каналы доступа, относящиеся к конкретному каналу поискового вызова, имеют один и тот же размер временного

интервала. Прежде чем терминал передаст сообщение на базовую приемопередающую станцию, определяются начало и длительность канала доступа. Интервал канала доступа состоит из преамбулы канала доступа и пакета сообщения канала доступа. Таким образом, интервал канала доступа определяется как $(3 + \text{MAX_CAP_SZ}) + (1 + \text{PAM_SZ})$ (где MAX_CAP_SZ - максимальный размер пакета канала доступа и PAM_SZ - размер преамбулы канала доступа). Предполагается, что размер пакета канала доступа равен 4, а размер преамбулы равен 1. Таким образом, размер временного интервала канала доступа равен 180 мс.

На основе принятых допущений нагрузка ORLD, которая может быть сформирована в обратном канале МДКР сообщением источника за час, определяется следующим образом:

$$\text{ORLD} = \left[\frac{\text{Число_уст._вызовов}}{\text{Час.}} \times P_{ML} \times F_{ML} \right] + \left[\frac{\text{Число_уст._вызовов}}{\text{Час.}} \times P_{MM} \times F_{MM} \right] \quad (10)$$

Нагрузка PRLD, которая может формироваться в обратном канале МДКР сообщением ответа на поисковый вызов за час, вычисляется следующим образом:

$$\text{PRLD} = \left[\frac{\text{Число_уст._вызовов}}{\text{Час.}} \times P_{LM} \times F_{LM} \right] + \left[\frac{\text{Число_уст._вызовов}}{\text{Час.}} \times P_{LM} \times F_{LM} \right] \quad (11)$$

Нагрузка RQLD, которая может формироваться в обратном канале МДКР сообщением запроса регистрации за час, вычисляется следующим образом:

$$\text{RQLD} = \text{Число_абонентов} \cdot \text{Число_регистр.} \cdot F_{LM} \quad (12)$$

С учетом вышеприведенных уравнений (10), (11) и (12), полная нагрузка TLOAD, которая может генерироваться в обратном канале МДКР за час, выражается следующим образом:

$$\text{TLOAD} = \text{ORLD} + \text{PRLD} + \text{RQLD} \quad (13)$$

Нагрузка канала доступа ACH_LOAD в обратном канале МДКР может быть представлена в следующем виде:

$$\text{ACH_LOAD}(\%) = \left[\frac{\text{TLOAD}}{(\text{Час}/\text{Slot_Size}) \times \text{ACH_pro_performance}} \right] \times 100. \quad (14)$$

Результат анализа трафика в прямой линии связи МДКР приведен в таблице 1. В таблице 1 показана нагрузка в соответствии со скоростями передачи данных в канале поискового вызова, причем предполагается, что обычный вызов выполняется на основе формата сообщения стандарта IS-95.

В таблице 1 N - число каналов трафика, A - предоставляемая нагрузка. Биты поисковых вызовов, биты назначения канала, биты подтверждения приема, биты подтверждения регистрации, биты подтверждения базовой станцией, биты служебных сообщений, биты поисковых вызовов в интервалах представляют собой количества битов, генерируемых каждым сообщением. LD4800(%) - нагрузка канала поискового вызова при скорости передачи данных 4800 б/с, LD9600(%) - нагрузка канала поискового

вызова при скорости передачи данных 9600 б/с.

На фиг. 2 показана нагрузка каналов поискового вызова соответственно данным, приведенным в таблице 1. Результаты, показанные в таблице 1 и на фиг. 2, основываются на формате сообщения соответственно стандарту IS-95 и учитывают первичные поисковые вызовы и вторичные поисковые вызовы. В общем случае в системе МДКР поисковые вызовы выполняются блоком ячейки. Поиск мобильной станции, положение которой точно не известно, осуществляет центр коммутации мобильных станций. Если первичный поиск мобильной станции оказался безуспешным, то поиск этой мобильной станции осуществляется блоком идентификации локальной области. При осуществлении поисковых вызовов таких мобильных станций поиск проводится в 279 секторах с учетом базовых приемопередающих станций, которые находятся в окрестностях центра коммутации мобильных станций. Для вторичного поискового вызова поиск осуществляется для 10 базовых приемопередающих станций, т.е. в 30 секторах, с учетом базовых приемопередающих станций, соединенных с одним контроллером базовых станций. С учетом первичных поисковых вызовов и вторичных поисковых вызовов, если данные канала поискового вызова передаются со скоростью 4800 б/с (LD4800) и если число N каналов трафика равно 20, нагрузка превышает 82%. Если число N каналов трафика равно 24, то нагрузка превышает 100%. Поэтому если нагрузка достигает порогового значения (80-85% от полной нагрузки), то процессор управления 10 передает сообщение назначения канала поискового вызова к процессору 12 интерфейса платы каналов, как показано позицией (1). Если нагрузка снижается до порогового значения или ниже, то процессор управления 10 передает сообщение отмены назначения канала поискового вызова к процессору 12 интерфейса платы каналов, как показано позицией (2), для отмены назначения служебного канала. Таким образом, нагрузка децентрализуется, и система работает устойчиво.

Результат анализа трафика в обратном канале МДКР представлен в таблице 2. Таблица 2 показывает нагрузки, соответствующие скорости передачи данных канала поисковых вызовов, причем предполагается, что выполняется обычный вызов на базе формата сообщения стандарта IS-95.

Как показано в таблице 2, N - число каналов трафика, A - предоставляемая нагрузка, M - полное число абонентов, CHS - число установлений связи по вызову за час, Orig. - число битов, генерируемых сообщением источника, Page Resp. - число битов, генерируемых сообщением ответа на поиск, Reg.Request - число битов, генерируемых сообщением запроса регистрации, Total - общее число битов, которое может генерироваться в обратном канале за час.

На фиг. 3 показана нагрузка канала доступа, соответствующая данным, представленным в таблице 2. Результаты, показанные в таблице 2 и на фиг. 3,

основываются на формате сообщения стандарта IS-95. В обратном канале МДКР, если нагрузка канала доступа приближается к пороговому значению, то процессор управления 10 передает сообщение назначения канала доступа (1) и сообщение отмены канала доступа (2) к контролеру 12 интерфейса платы каналов. Предпочтительно пороговое значение составляет 80-85% вычисленной нагрузки.

На фиг. 4 показано устройство управления служебным каналом в процессоре управления 10, показанном на фиг. 1. Устройство управления служебным каналом содержит процессор 20 вычисления нагрузки, блок памяти 30 и контроллер 40 служебного канала. Процессор 20 вычисления нагрузки вычисляет нагрузку на приемопередающую базовую станцию. Блок памяти 30 запоминает ресурсы, относящиеся к назначению дополнительного служебного канала, на основе значения вычисленной нагрузки с процессора 20 вычисления нагрузки. Контроллер служебного канала 40 осуществляет управление служебным каналом. Например, контроллер 40 служебного канала распознает и отменяет дополнительно назначенный служебный канал, когда нагрузка сокращается. Более детально, если нагрузка базовой приемопередающей станции 2 приближается к пороговому значению (80-85% от вычисленной нагрузки), то контроллер 40 служебного канала процессора управления 10 передает сообщение назначения (1) служебного канала (канала поискового вызова и канала доступа) для канальных элементов 14-0, ..., 14-n через процессор 12 интерфейса платы каналов. Если нагрузка базовой приемопередающей станции 2 снижается до порогового значения или ниже, то контроллер 40 служебного канала процессора управления 10 передает сообщение отмены назначения (2) служебного канала для канальных элементов 14-0, ..., 14-n через процессор 12 интерфейса платы каналов.

Как указано выше, если избыточная нагрузка прикладывается к системе ввиду возрастания трафика, то назначается служебный канал (канал поискового вызова и канал управления). Если нагрузка соответствует нормальному уровню, то назначение служебного канала отменяется. Поэтому осуществляется эффективное управление ресурсами радиосвязи и стабильность системы улучшается.

Хотя выше был описан предпочтительный вариант осуществления изобретения, однако специалистам в данной области техники

должно быть ясно, что возможны различные видоизменения и модификации и использование эквивалентов вместо показанных средств без изменения объема изобретения, определяемого пунктами формулы изобретения.

Формула изобретения:

1. Способ управления служебным каналом базовой станции в мобильной системе связи, при котором вычисляют нагрузку базовой станции и сравнивают ее с пороговым значением, отличающийся тем, что если вычисленная нагрузка достигает порогового значения, то передают сообщение запроса назначения дополнительного служебного канала процессору интерфейса платы каналов и дополнительно назначают указанный служебный канал, и если вычисленная нагрузка снижается, то передают сообщение запроса отмены назначения служебного канала процессору интерфейса платы каналов и отменяют упомянутый служебный канал.

2. Способ по п.1, отличающийся тем, что упомянутое пороговое значение составляет 80 - 85% от вычисленной нагрузки.

3. Способ по п. 1, отличающийся тем, что упомянутый служебный канал представляет собой канал поискового вызова и канал доступа.

4. Устройство для управления служебным каналом базовой станции в мобильной системе связи, содержащее процессор вычисления нагрузки для вычисления нагрузки базовой станции и сравнения ее с пороговым значением, отличающееся тем, что дополнительно содержит блок памяти для хранения ресурсов, связанных с дополнительным значением служебного канала на основе вычисленной нагрузки, контроллер служебного канала для передачи, в случае, если вычисленная нагрузка достигает порогового значения, сообщения запроса назначения дополнительного служебного канала процессору интерфейса платы каналов и назначения дополнительного служебного канала, и передачи, если вычисленная нагрузка снижается, сообщения запроса отмены назначения служебного канала процессору интерфейса платы каналов и отмены упомянутого служебного канала.

5. Устройство по п.4, отличающееся тем, что упомянутое пороговое значение составляет 80 - 85% от вычисленной нагрузки.

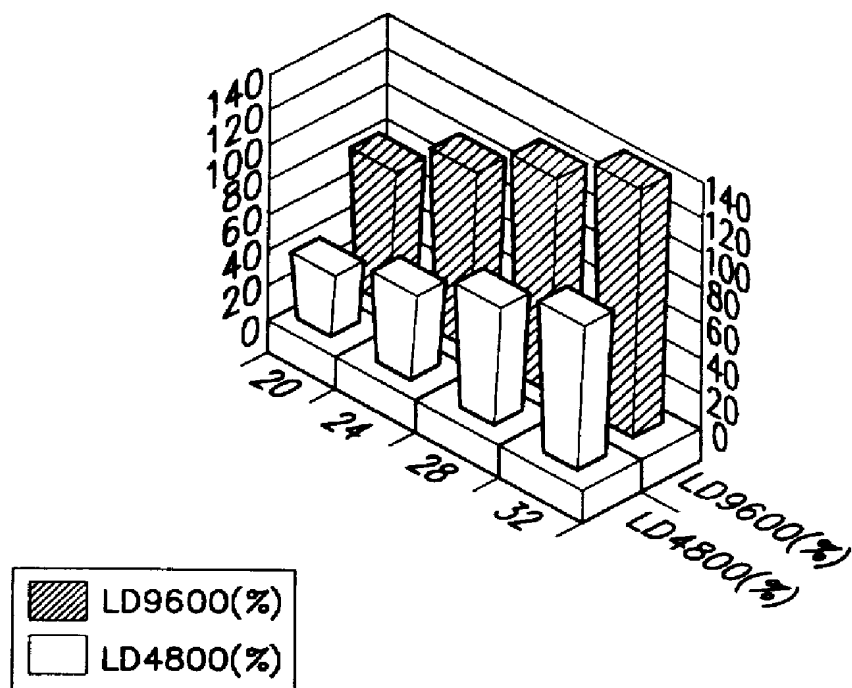
6. Устройство по п.4, отличающееся тем, что упомянутый служебный канал представляет собой канал поискового вызова и канал доступа.

Таблица 1

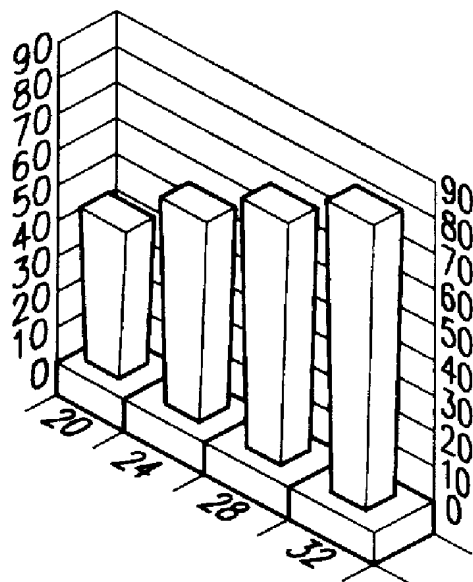
N	A	Бит.полн. поиск.выз.	Бит.назн. канала	Бит.подтв. регистрац.	Бит.подтв. приема	Биты сл. сообщ. БС	Биты сооб. поиск.выз.	LD4800 (%)	LD9600 (%)
								в интерв.	
20	13,2	27997,2	71808	394240	453376	2115000	6719328	62,7	31,4
24	16,6	35208,6	90304	495787	570155	2115000	8450064	75,4	37,7
28	20,2	42844,2	109888	603307	673803	2115000	10282608	88,8	44,4
32	23,7	50267,7	128928	707840	814016	2115000	1206248	101,8	50,9

Таблица 2

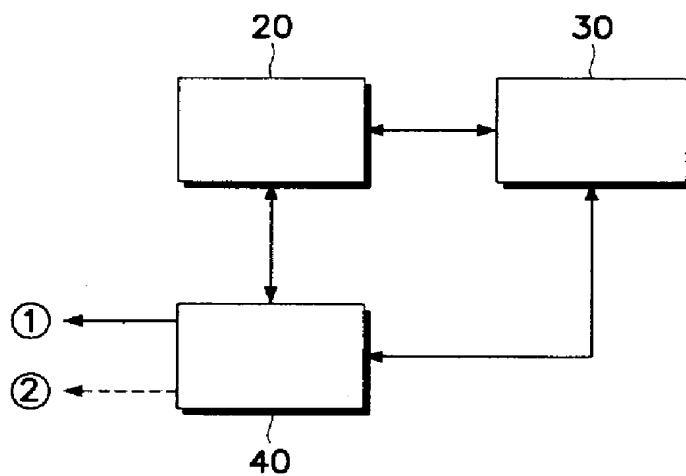
N	A	M	CHS	Orig.	Page Resp.	Reg. Request	Total	Нагрузка доступа (%)
20	13,2	352	5282	434,28	277,2	4048	4759,5	29,7
24	16,6	443	664	546,14	348,6	5091	7985,41	37,4
28	20,2	539	808	664,58	424,2	6195	7283,4	45,5
32	23,7	632	948	779,73	497,7	7268	8545,4	53,4



Фиг.2



Фиг.3



Фиг.4



US006631121B1

(12) **United States Patent**
Yoon

(10) **Patent No.:** **US 6,631,121 B1**
(45) **Date of Patent:** ***Oct. 7, 2003**

(54) **METHOD AND APPARATUS FOR
MANAGING OVERHEAD CHANNEL IN
MOBILE COMMUNICATION SYSTEM**

(75) **Inventor:** **Sung-Hoon Yoon, Seoul (KR)**

(73) **Assignee:** **Samsung Electronics Co., Ltd. (KR)**

(*) **Notice:** This patent issued on a continued prosecution application filed under 37 CFR 1.53(d), and is subject to the twenty year patent term provisions of 35 U.S.C. 154(a)(2).

Subject to any disclaimer, the term of this patent is extended or adjusted under 35 U.S.C. 154(b) by 0 days.

(21) **Appl. No.:** **09/061,560**

(22) **Filed:** **Apr. 16, 1998**

(30) **Foreign Application Priority Data**

Apr. 16, 1997 (KR) 1997-14002

(51) **Int. Cl.⁷** **H04B 7/216**

(52) **U.S. Cl.** **370/329; 370/310; 370/335;**
370/431; 370/441

(58) **Field of Search** 370/310, 320,
370/329, 335, 342, 431, 441; 455/452,
453, 450

(56) **References Cited**

U.S. PATENT DOCUMENTS

5,239,678 A * 8/1993 Grube et al. 455/511
5,442,809 A * 8/1995 Diaz et al. 455/511
5,457,680 A * 10/1995 Kamm et al. 370/332

5,511,067 A * 4/1996 Miller 370/335
5,563,883 A * 10/1996 Cheng 370/449
5,615,255 A * 3/1997 Lemieux 379/230
5,621,723 A * 4/1997 Walton et al. 370/335
5,710,972 A * 1/1998 Lin 455/525
5,722,043 A * 2/1998 Rappaport et al. 455/452
5,734,646 A * 3/1998 I et al. 370/335
5,790,534 A * 8/1998 Kokko et al. 370/335
5,796,722 A * 8/1998 Kotzin et al. 370/252
5,799,254 A * 8/1998 Karmi et al. 455/528
5,859,838 A * 1/1999 Soliman 370/249
5,886,988 A * 3/1999 Yun et al. 370/329
5,930,706 A * 7/1999 Raith 455/422
5,937,353 A * 8/1999 Fapojuwo 455/444
6,111,857 A * 8/2000 Soliman et al. 370/254

* cited by examiner

Primary Examiner—Hassan Kizou

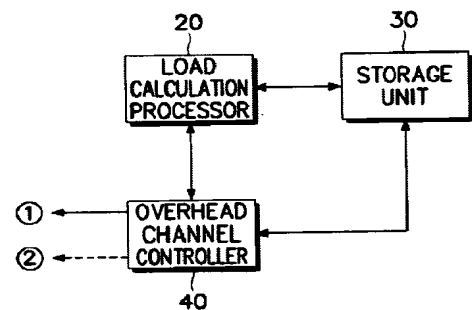
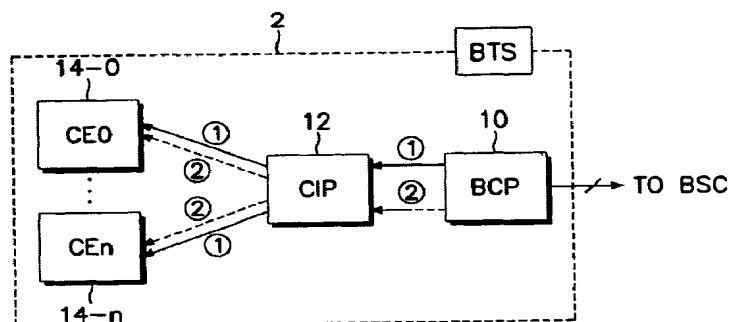
Assistant Examiner—Saba Tsegaye

(74) *Attorney, Agent, or Firm*—Dilworth & Barrese, LLP

(57) **ABSTRACT**

A method and apparatus for managing an overhead channel of a base station in a mobile communication system. The method begins with the step of calculating a load of the base station and determining a threshold value as a percentage of the calculated load. The system then monitors an actual load of the base station to determine if the load has reached the threshold value. If the load reaches the threshold value, an additional overhead channel assignment request message is transmitted to a channel card interface processor which assigns an additional overhead channel in response. If the load is subsequently lowered, an overhead channel assignment release request message is provided to the channel card interface processor which releases the additional overhead channel.

13 Claims, 2 Drawing Sheets



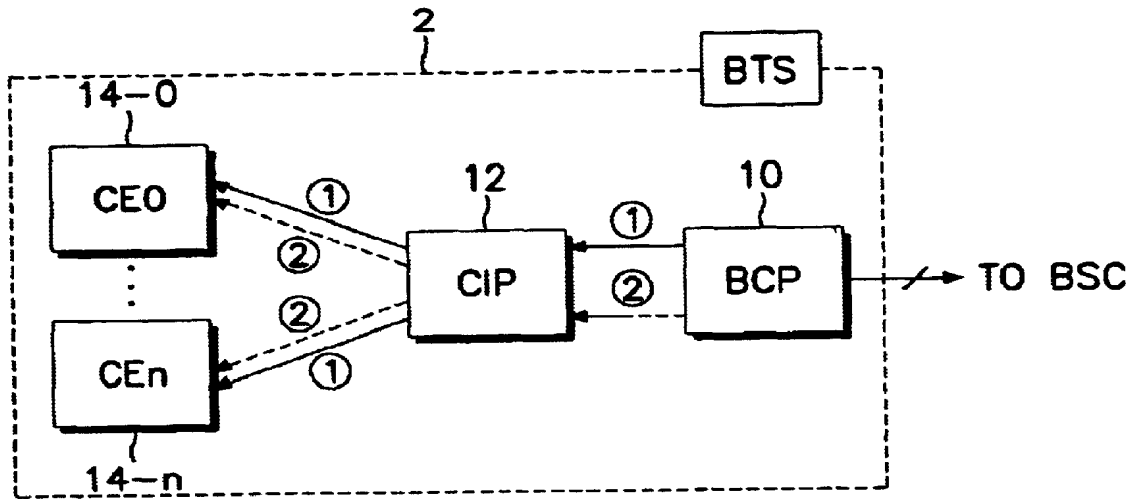


FIG. 1

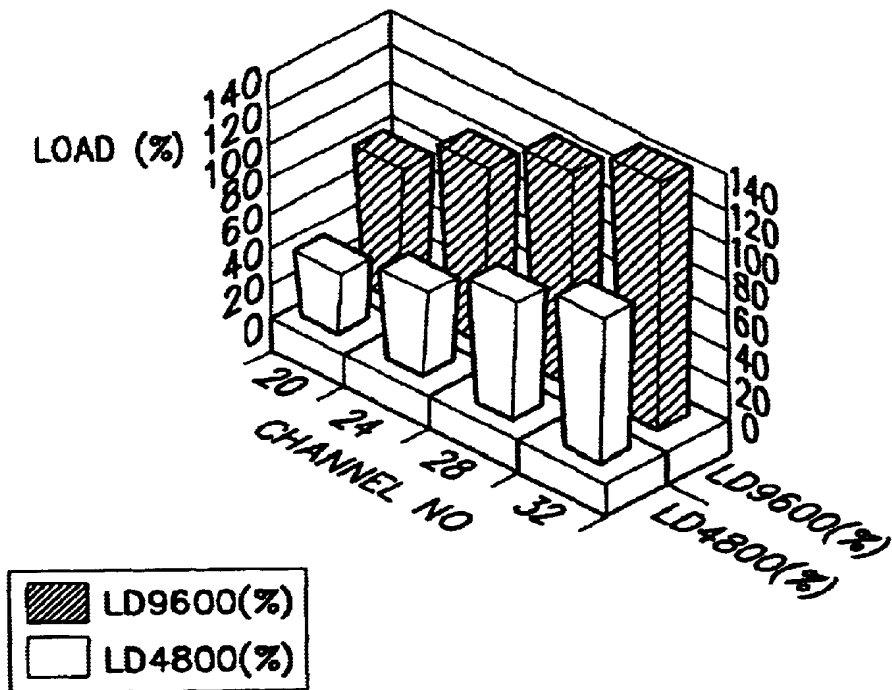


FIG. 2

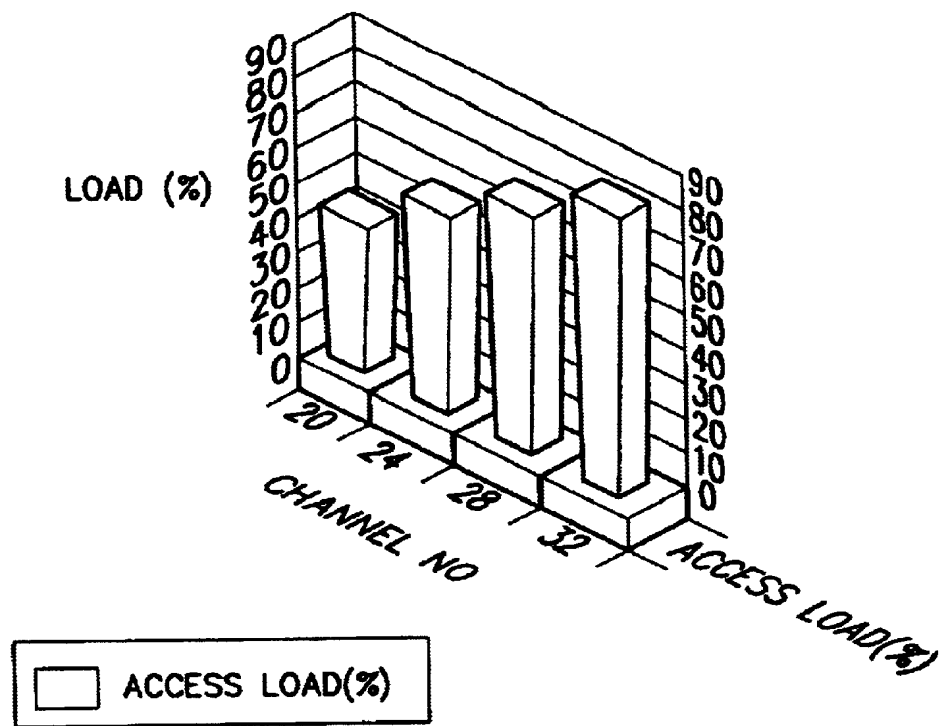


FIG. 3

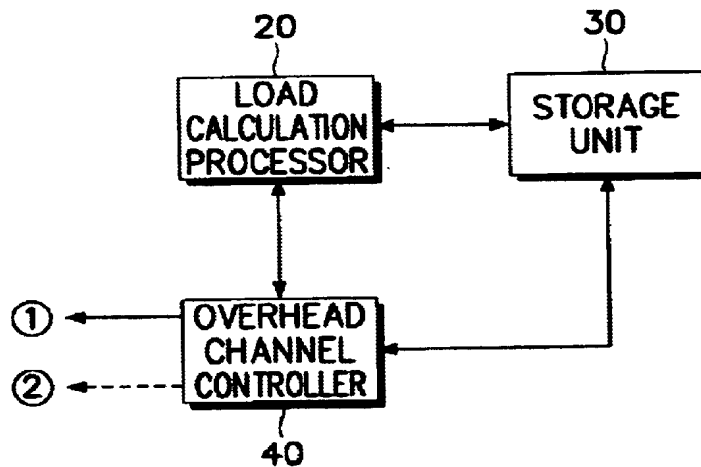


FIG. 4

1

METHOD AND APPARATUS FOR MANAGING OVERHEAD CHANNEL IN MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

BACKGROUND OF THE INVENTION

1. Field of the Invention

The present invention relates to a mobile communication system, and more particularly, to a method and apparatus for managing an overhead channel of a base station in order to improve and stabilize the performance of a code division multiple access (CDMA) system.

2. Description of the Related Art

In a current CDMA mobile communication system, an overhead channel operating in a channel card of a base station transceiver subsystem (BTS), for example, a pilot channel, a synchronizing channel, a paging channel or an access channel, is previously assigned and thus fixedly operated. When paging a mobile station through a forward CDMA channel, the BTS pages a corresponding terminal through a previously assigned paging channel of a specific number (for example, 1). In a reverse CDMA channel, a fixedly assigned access channel of a specific number (for example, 1) is used for a connection between the mobile station and the BTS.

However, such a paging method has several disadvantages, as described below. In the forward CDMA channel, even though there is no overload across the BTS when paging the mobile station whose current position is accurately known, the load of the BTS increases when paging the mobile station whose current position is not accurately known. The reason why problems arise when paging the mobile station whose current position is not accurately known will now be described.

When paging the mobile station whose current position is not accurately known, a primary paging operation is conducted in a cell by the BTS and a secondary paging operation is conducted in a zone consisting of several BTSs or by the unit of LAI (Location Area Identification). If the position of the mobile station is not accurately known even by the secondary paging operation, a tertiary paging signal is broadcast by the unit of MSC (Mobile Switching Center).

The overload associated with the location of a subscriber results in significant overhead traffic in the BTS and, in extreme cases, may bring the system down. Moreover, even in the reverse CDMA channel, a large quantity of traffic may be generated due to several factors including: an increase in origination performed through the access channel by the mobile station; responses to the paging of the BTS; and an increase in the number of registrations. As this overload is applied to the limited access channel, a connection between the mobile terminal and the BTS may become unstable.

SUMMARY OF THE INVENTION

It is an object of the present invention to provide a method and apparatus for managing an overhead channel of a BTS so as to improve and stabilize the performance of a mobile communication system.

It is another object of the present invention to provide a method and apparatus for determining the capacity of an overhead channel by previously predicting a load between a forward link and a reverse link.

It is still another object of the present invention to provide a method and apparatus for dynamically assigning radio resources by previously predicting an overload of an over-

2

head channel which may be generated during an occurrence of urgent circumstances.

In accordance with one aspect of the present invention, a method for managing an overhead channel of a base station in a mobile communication system includes the steps of: calculating a load of the base station and assigning a threshold value based on said calculated load; monitoring the actual load of the base station; if the actual load reaches the threshold value, transmitting an additional overhead channel assignment request message to a channel card interface processor and additionally assigning the overhead channel; and if the actual load is lowered, transmitting an overhead channel assignment release request message to the channel card interface processor and releasing the overhead channel.

In accordance with another aspect of the present invention, an apparatus for managing an overhead channel of a base station in a mobile communication system includes: a load calculation processor for calculating a load of the base station; a storage unit for storing resources related to the additional assignment of the overhead channel on the basis of the calculated load; an overhead channel controller for transmitting, if the actual load reaches a threshold value, an additional overhead channel assignment request message to a channel card interface processor and assigning an additional overhead channel, and transmitting, if the actual load is lowered, an overhead channel assignment release request message to the channel card interface processor and releasing the overhead channel.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

The above objects and other advantages of the present invention will become more apparent by describing the preferred embodiment of the present invention with reference to the attached drawings, in which:

FIG. 1 is a block diagram of a base station transceiver subsystem (BTS);

FIG. 2 is a diagram showing loads of a paging channel of a forward traffic according to a preferred embodiment of the present invention;

FIG. 3 is a diagram showing loads of an access channel of a reverse traffic according to a preferred embodiment of the present invention; and

FIG. 4 is a functional block diagram of an overhead channel managing apparatus according to a preferred embodiment of the present invention.

DETAILED DESCRIPTION OF PREFERRED EMBODIMENTS

In the following description, well-known functions or constructions which may obscure the invention are not described in detail.

The present invention calculates a maximum traffic which may be generated in the worst case in a forward channel in consideration of the probability of generating a mobile-to-mobile call, a mobile-to-land call, a land-to-mobile call and the number of bits of a message generated when a normal call is set up. If a load of a system approximates to a predetermined threshold value, paging channels are additionally assigned to process the load of the system. Further, in a reverse channel, access channels are added in consideration of the probability of generating a call and the volume of traffic generated when a normal call is set up. Therefore, the system anticipates an incipient overload condition which may be abruptly generated and dynamically allocates additional channel resources to prevent the overload.

3

Referring to FIG. 1, a base station transceiver subsystem (BTS) 2 connected to a base station controller (BSC) includes a BTS control processor (BCP) 10, a channel card interface processor (CIP) 12, and a plurality of channel elements (CE0, . . . CEn) 14-0, . . . 14-n. Within the BTS 2, assignment request messages and assignment release messages are processed. A signal flow indicated ① shows a transmission path for an additional assignment request message of an overhead channel, and ② shows a transmission path of an assignment release message of the overhead channel.

In mobile communication systems, which are subject to a fading phenomenon due to an abrupt variation of received signal strength, it is very important to consider a load between a forward link and a reverse link in order to effectively operate the system. In a preferred embodiment of the present invention, the capacity of the overhead channel which can maintain a balance between the load of the forward link and the load of the reverse link is derived as described below on the basis of IS-95, IS-95A, J-STD-008 and CAI specifications, which are air interface specifications.

(1) Forward CDMA Channel

Under the assumption that a normal call is set up, a load of total traffic is calculated by the BCP 10 on the basis of a message format of the air interface specifications IS-95, IS-95A and J-STD-008. If this load approximates to a threshold value, the BCP 10 transmits an additional overhead channel assignment request message of the CIP 12. In response to the assignment request message, the CIP 12 assigns one of the channel elements 14-0, . . . , 14-n as an additional paging channel.

The load in the forward channel is calculated by considering several factors. These factors will be illustrated in the following example, in the context of a message based on the specification IS-95. It is assumed that a message used in the forward CDMA channel is characterized as follows:

1. Overhead message: 752 bits

It is assumed that a mobile station does not include authentication data in an access channel message.

Number of neighbor lists is 16.

System parameter message: 264 bits

Access parameter message: 152 bits

Neighbor list message: 264 bits

CDMA channel list message: 72 bits

2. Channel assignment message: 136 bits

3. BS (Base Station) acknowledge order (BS_ACK_ORDER) message: 112 bits

4. Registration acknowledge order (REG_ACK_ORDER) message: 112 bits

5. Slotted page message: 240 bits

It is assumed that 5 mobile stations are paged at 4800 bps at a time.

6. Number of channels per sector: N=20, 24, 28, 32

7. Average calling time: T=90 (sec)

8. Blocking probability B: B=2%

9. Offered load A represented by:

$$A = \frac{\text{Average Calling Time} \times \text{Total Subscribers} \times (BHCA / \text{Subscriber})}{\text{Hour}} [\text{Erlang}] \quad (1)$$

4

10. Total Subscribers, M, given by:

$$M = \frac{A \times \text{Hour}}{\text{Average Calling Time} \times (BHCA / \text{Subscriber})} \quad (2)$$

11. Busy hour call attempts (BHCA) per subscriber: S=1.50

12. Number of calls setup per hour: CSH=M×S

13. General call occurrence form (and completion rate)

Mobile-to-mobile: 5% (50%)

Mobile-to-land: 65% (85%)

Land-to-mobile: 30% (50%)

14. Paging channel data rate: 9600 bps, 4800 bps

15. Paging channel processing performance: 90%

16. It is assumed that the number of registrations is 10. Where registration refers to a processing procedure performed by the mobile station to inform the BTS 2 of its position, a status, a slot cycle and other features.

On the basis of the above-described assumption, a total overhead message bit count, TOHMB, which can be generated in the forward CDMA channel by the overhead channel message per hour is represented by:

$$TOHMB = \frac{\text{Hour}}{\text{Overhead.Msg.Period}} \times \text{Overhead.Msg Bit} \quad (3)$$

where "Overhead.Msg.Period" is a transmission period of the overhead channel message, and "Overhead.Msg" is the number of bits in the overhead channel message.

A total channel assignment message bit count, TCAMB, which can be generated in the forward CDMA channel by a channel assignment message per hour is given by:

$$TCAMB = \frac{\text{Number of Call Setup}}{\text{Hour}} \times \text{Ch.Assign.Msg Bit} \quad (4)$$

where "Ch.Assign.Msg" is the number of bits in the channel assignment message.

A total registration acknowledge order message bit total, TRAOMB, which can be generated in the forward CDMA channel by a registration acknowledge order message per hour is expressed as:

$$TRAOMB = \text{Total Subscribers} \times \left(\frac{\text{Number of Registrations}}{\text{Subscriber}} \right) \times \text{Registration_Ack_Order_Msg Bit} \quad (5)$$

where "Registration_Ack_Order Msg" is the number of registration acknowledge order messages per hour.

A total base station (BS) acknowledge order message bit count, TBAOMB, which can be generated in the forward CDMA channel by a BS acknowledge order message per hour is given by:

$$TBAOMB = \left\{ \text{Total Subscribers} \times \frac{\text{Number of Registration}}{\text{Subscriber}} + \frac{\text{Number of Call Setup}}{\text{Hour}} \right\} \times \text{BS_Ack_Order_Msg Bit} \quad (6)$$

where "BS_Ack_Order_Msg" is the number of BS acknowledge order messages per hour.

5

A total page message bit TPMB which can be generated in the forward CDMA channel by a slotted page message per hour is represented by:

$$TPMB = \frac{\text{Number of Call Setup}}{\text{Hour}} \times (P_{MM} \times F_{MM} + P_{LM} \times F_{LM}) \times (\text{Number of Sectors per Hour} + \text{Number of Call Setup/Hour}) \times (P_{MM} \times P_{MME} + P_{LM} \times P_{LME}) \times (\text{Total Number of Sectors} + \text{Number of Call Setup/Hour}) \times (P_{MM} \times P_{MME} + P_{LM} \times P_{LME}) \times FGPE \times SGP \times \text{Slotted_Page_Msg Bit} \quad (7)$$

where P_{MM} is a mobile-to-mobile call occurrence probability, P_{ML} is a mobile-to-land call occurrence probability, P_{LM} is a land-to mobile call occurrence probability, P_{MME} is a mobile-to-mobile call error probability, P_{LME} is a land-to mobile call error probability, F_{MM} is a factor required for the setup of 100% of a mobile-to-mobile call, F_{LM} is a factor required for the setup of 100% of a land-to-mobile call, $FGPE$ is a first group paging error, SGP is the number of sectors when a second group is paged, and Slotted_Page_Msg is the number of slotted page messages per hour.

The total bits per hour, TBPB, which can be generated in the forward CDMA channel per hour in consideration of the above equations (3), (4), (5), (6) and (7) is as follows:

$$\begin{aligned} TBPB = & \text{Overhead_Msg Bit} + \text{Ch_Assign_Msg Bit} \\ & + \text{Reg_Ack_Order_Msg Bit} \\ & + \text{BS_Ack_Order_Msg Bit} \\ & + \text{Slotted_Page_Msg Bit; or} \\ TBPB = & \text{TOHMB} + \text{TCAMB} + \text{TRAOMB} + \text{TBAOMB} + \text{TPMB} \quad (8) \end{aligned}$$

A paging channel load PCH_LOAD according to a paging channel data rate PCH_Data_Rate (9600 bps, 4800 bps) in the forward CDMA channel is given by:

$$PCHLOAD (\%) = \left[\frac{TBPB}{PCH_Data_Rate \times \text{Hour} \times PCH_pro_performance} \right] \times 100 \quad (9)$$

where "PCH.pro.performance" is a paging channel processing performance.

(2) Reverse CDMA Channel

When a normal call is set up, a message is generated in the reverse CDMA channel which includes an origination message used for origination, a page response message used to respond to paging from the BTS, and a registration message used for registration. An access channel data rate is generally 4800 bps. For the following example, it is assumed that the average calling time is 90 seconds, an access channel

6

processing performance is 80%, and the number of registration requests per subscriber is 10. All the access channels relate to a specific paging channel that has the same slot size.

Before a terminal transmits the message to the BTS, the start and length of the access channel are determined. An access channel slot consists of an access channel preamble and an access channel message capsule. That is, the access channel slot is $(3 + \text{MAX_CAP_SZ}) + (1 + \text{PAM_SZ})$, where MAX_CAP_SZ is a maximum access channel capsule size and PAM_SZ is an access channel preamble size. It is assumed that the access channel preamble size is 4 and the capsule size is 1, resulting in an access channel slot having 9 frames. For a standard frame period of 20 ms, the access channel slot size is 180 ms.

On the basis of the above assumption, a load ORLD which can be generated in the reverse CDMA channel by the origination message per hour is given by:

$$ORLD = \left[\frac{\text{Number of Call Setup}}{\text{Hour}} \times P_{ML} \times F_{ML} \right] + \left[\frac{\text{Number of Call Setup}}{\text{Hour}} \times P_{MM} \times F_{MM} \right] \quad (10)$$

A load PRLD which can be generated in the reverse CDMA channel by the page response message per hour is calculated by:

$$PRLD = \left[\frac{\text{Number of Call Setup}}{\text{Hour}} \times P_{MM} \times F_{MM} \right] + \left[\frac{\text{Number of Call Setup}}{\text{Hour}} \times P_{LM} \times F_{LM} \right] \quad (11)$$

A load RQLD which can be generated in the reverse channel by the registration request message per hour is expressed as:

$$RQLD = \text{Number of Subscribers} \times \text{Number of Registration} \times F_{ML} \quad (12)$$

In consideration of the above equations (10), (11) and (12), a total load TLOAD which can be generated in the reverse CDMA channel per hour is as follows:

$$TLOAD = ORLD + PRLD + RQLD \quad (13)$$

An access channel load ACH_LOAD(%) in the reverse CDMA channel is then obtained by:

$$ACH_LOAD (\%) = \left[\frac{TLOAD}{(\text{Hour}/\text{Slot_Size}) \times \text{ACH_pro_performance}} \right] \times 100 \quad (14)$$

The results from analyzing the traffic of an exemplary forward CDMA channel are listed below in Table 1, which shows loads according to the paging channel data rate when it is assumed that a normal call is performed on the basis of the IS-95 message format.

TABLE 1

N	A	Total Page Bits	CH. Assign Bits	Reg. Ack. Bits	BS Ack. Bits	Over-head Bits	Slotted Page Bits	LD4800 (%)	LD9600 (%)
20	13.2	27997.2	71808	394240	453376	2115000	6719328	62.7	31.4
24	16.6	35208.6	90304	495787	570155	2115000	8450064	75.4	37.7

TABLE 1-continued

N	A	Total Page Bits	CH. Assign Bits	Reg. Ack. Bits	BS Ack. Bits	Over- head Bits	Slotted Page Bits	LD4800 (%)	LD9600 (%)
28	20.2	42844.2	109888	603307	693803	2115000	10282608	88.8	44.4
32	23.7	50267.7	128928	707840	814016	2115000	12064248	101.8	50.9

In Table 1, N is the number of traffic channels and A is the offered load. The total page bits, channel assignment bits, registration acknowledge bits, BS Acknowledge bits, overhead bits and slotted page bits are bits which are generated with each message. LD4800(%) is the load of the paging channel data rate of 4800 bps and LD9600(%) is the load of the paging channel data rate of 9600 bps.

FIG. 2 illustrates the loads of the paging channel according to data shown in Table 1. The results shown in Table 1 and FIG. 2 are based on the IS-95 message format and consider both the primary paging and secondary paging operations.

In a general CDMA system, the primary paging is performed in a cell by the BTS 2. An unreasonable mobile subscriber, i.e., one whose position is not accurately known, requires additional paging operations. A mobile which fails in the primary paging is paged by the unit of LAI. When paging the unreasonable mobile subscriber, 279 sectors are paged in consideration of the BTS which is in the boundary of one MSC. For the secondary paging, 10 BTSs, that is, 30 sectors are paged in consideration of the BTSs connected to one BSC. When considering the primary paging and the secondary paging, if the paging channel data rate is 4800 bps (LD4800) and if the number N of the traffic channels is 28, the load exceeds 88.8%. If the number N of the traffic channels is 32, the load exceeds 100%.

If the BTS 2 detects that an actual operating load reaches a threshold value (80–85% of the calculated load), the BCP 10 transmits a paging channel assignment message to the CIP 12 as indicated by (1). If the total actual load is lowered to the threshold value or less, the BCP 10 transmits a paging channel assignment release message to the CIP 12 as indicated by (2) to release the assigned overhead channel. Thus the load is decentralized and the system is stably operated.

The results from analyzing the traffic of an exemplary reverse CDMA channel is listed in Table 2, which shows loads according to the access channel data rate when it is assumed that a normal call is performed on the basis of the IS-95 message format.

TABLE 2

N	A	M	CHS	Orig.	Page Resp.	Reg. Request	Total	Access Load (%)
20	13.2	352	528	434.28	277.2	4048	4759.5	29.7
24	16.6	443	664	546.14	348.6	5091	5985.4	37.4
28	20.2	539	808	664.58	424.2	6195	7283.4	45.5
32	23.7	632	948	779.73	497.7	7268	8545.4	53.4

In the above Table 2, N is the number of traffic channels, A is the offered load, M is the total number of subscribers, CHS is the number of calls setup per hour, Orig. is the number of bits generated by the origination message, Page Resp. is the number of bits generated by the page response message, Reg. Request is the number of bits generated by the registration request message, and Total is the total number of bits which can be generated in the reverse channel per hour.

FIG. 3 illustrates the loads of the access channel according to data shown in Table 2. The results indicated in Table 2 and FIG. 3 are based on the IS-95 message format. In the reverse CDMA channel, if the access channel load approximates to the threshold value, the BCP 10 transmits an access channel assignment message (1) and an access channel release message (2) to the CIP 12. Preferably, the threshold value is 80–85% of the calculated load.

FIG. 4 illustrates an overhead channel managing apparatus in the BCP 10 shown in FIG. 1. The overhead channel managing apparatus includes a load calculation processor 20, a storage unit 30 and an overhead channel controller 40. The load calculation processor 20 calculates the load across the BTS. The storage unit 30 stores resources related to the additional overhead channel assignment on the basis of the load calculated from the load calculation processor 20. The overhead channel controller 40 controls the overhead channel. For example, the overhead channel controller 40 recognizes and releases the additionally assigned overhead channel when the load is reduced.

In more detail, if the actual load of the BTS 2 approximates to the threshold value (80–85% of the calculated load), the overhead channel controller 40 of the BCP 10 transmits an assignment message (1) of the overhead channel (paging channel and access channel) to the channel elements 14-0, . . . , 14-n through the CIP 12. If the load of the BTS 2 is lowered to the threshold value or less, the overhead channel controller 40 of the BCP 10 transmits an assignment release message (2) of the overhead channel to the channel elements 14-0, . . . , 14-n through the CIP 12.

As noted previously, if the overload is applied to the system due to an increase in the traffic, the overhead channel (a paging channel, an access channel and the like) is assigned. If the load is normal, the assignment of the overhead channel is released. Therefore, the radio resources are effectively managed and the stability of the system is improved.

While there has been illustrated and described what is considered to be a preferred embodiment of the present invention, it will be understood by those skilled in the art that various changes and modifications may be made and equivalents may be substituted for elements thereof without departing from the scope of the invention as defined by the appended claims.

What is claimed is:

1. A method for managing an overhead channel of a base station in a mobile communication system, comprising the steps of:

- calculating a load of said base station based upon a number of bits generated with each message and a channel data rate;
- assigning a threshold value based on said calculated load;
- monitoring an actual load of said base station;
- if said actual load reaches said threshold value, assigning an additional overhead channel; and
- if said actual load is lowered below said threshold value, releasing said overhead channel.

9

2. The method as claimed in claim 1 wherein:
 said assigning step further includes the step of transmitting an additional overhead channel assignment request message to a channel card interface processor; and
 said releasing step further includes the step of transmitting an overhead channel assignment release request message to said channel card interface processor.
3. The method as claimed in claim 1, wherein said threshold value is about 80–85% of the calculated load.
4. The method as claimed in claim 1, wherein said overhead channel is at least one of a paging channel and an access channel.
5. The method as claimed in claim 1, wherein the mobile communication system is a CDMA system having a forward CDMA channel and a reverse CDMA channel, said overhead channel being a paging channel in the forward CDMA channel and said overhead channel being an access channel in the reverse CDMA channel.
6. A system for managing an overhead channel of a base station in a mobile communication system, comprising:
 means for calculating a load of said base station based upon a number of bits generated in each message and a channel data rate, and a threshold value based on said calculated load;
 means for monitoring an actual load of said base station;
 means for comparing said actual load to said threshold value;
 means for assigning an additional overhead channel when said actual load is at least equal to said threshold value; and
 means for releasing said additional overhead channel when said actual load is less than said threshold value.
7. The system as claimed in claim 6, wherein said calculating means assigns said threshold value in a range of about 80–85% of a said calculated load.
8. The system as claimed in claim 6, wherein said overhead channel is at least one of a paging channel and an access channel.
9. The system as claimed in claim 6, wherein the mobile communication system is a CDMA system having a forward

10

CDMA channel and a reverse CDMA channel, said overhead channel being a paging channel in the forward CDMA channel and said overhead channel being an access channel in the reverse CDMA channel.

10. An apparatus for managing an overhead channel of a base station in a mobile communication system, comprising:

a calculation processor for calculating a load of said base station based upon a number of bits generated in each message and a channel data rate, and assigning a threshold value based on said calculated load;

a storage unit for storing resources related to the additional assignment of said overhead channel on the basis of the calculated load;

a channel card interface processor, said channel card interface processor assigning an additional overhead channel in response to a received overhead channel assignment request message and releasing said overhead channel in response to a received overhead channel assignment release request message; and

an overhead channel controller operatively coupled to said channel card interface processor, said overhead channel controller transmitting said additional overhead channel assignment request message if an actual load reaches said threshold value and transmitting said overhead channel assignment release request message if the actual load is lowered below said threshold value.

11. The apparatus as claimed in claim 10, wherein said threshold value is about 80–85% of said calculated load.

12. The apparatus as claimed in claim 10, wherein said overhead channel is at least one of a paging channel and an access channel.

13. The apparatus as claimed in claim 10, wherein the mobile communication system is a CDMA system having a forward CDMA channel and a reverse CDMA channel, said overhead channel being a paging channel in the forward CDMA channel and said overhead channel being an access channel in the reverse CDMA channel.

* * * * *

RU2197781

PUB DATE: 2003-01-27

APPLICANT: OLIVETTI TELEMEDIA SPA [IT]

HAS ATTACHED HERETO CORRESPONDING ENGLISH LANGUAGE EQUIVALENT:

WO9307684

PUB DATE: 1993-04-15

APPLICANT: SIXTEL SPA [IT]



(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 197 781** ⁽¹³⁾ **C2**
(51) МПК⁷ **H 04 B 7/26, H 04 L 12/28**

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

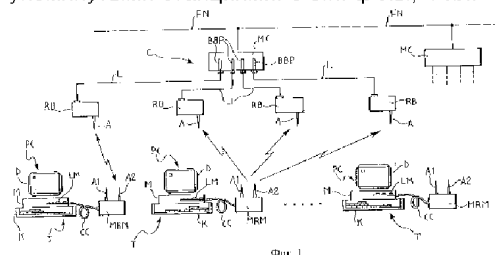
(21), (22) Заявка: 97109431/09, 28.09.1992
(24) Дата начала действия патента: 28.09.1992
(30) Приоритет: 07.10.1991 IT TO 91A 000757
(43) Дата публикации заявки: 27.05.1999
(46) Дата публикации: 27.01.2003
(56) Ссылки: JP 59-148454 A2, 25.08.1984. US 3717723, 20.02.1973. SU 1401626 A1, 07.06.1988. SU 1411985 A1, 23.07.1988.
(62) Первичная заявка, из которой выделена настоящая: 94021697 28.09.1992
(98) Адрес для переписки:
129010, Москва, ул. Большая Спасская, 25,
стр.3, ООО "Юридическая фирма Городисский и
Партнеры", пат.пов. Ю.Д.Кузнецову, рег.№ 595

(71) Заявитель:
ОЛИВЕТТИ ТЕЛЕМЕДИА С.П.А. (IT)
(72) Изобретатель: БАД Эндрю (GB),
ФУРНО Рино (IT)
(73) Патентообладатель:
ОЛИВЕТТИ ТЕЛЕМЕДИА С.П.А. (IT)
(74) Патентный поверенный:
Кузнецов Юрий Дмитриевич

(54) СПОСОБ ОБМЕНА ДАННЫМИ МЕЖДУ МНОЖЕСТВОМ АБОНЕНТСКИХ СТАНЦИЙ ПО БЕСКАБЕЛЬНОЙ ЛОКАЛЬНОЙ СЕТИ ЧЕРЕЗ ЦЕНТРАЛЬНУЮ УПРАВЛЯЮЩУЮ СТАНЦИЮ

(57) Изобретение относится к способу передачи данных по радио в соответствии со стандартом DECT, использующим широкую полосу частот, разделенную на множество каналов и на заданное число временных сегментов. Техническим результатом является разработка способа, позволяющего усовершенствовать работу известных бескабельных сетей. Технический результат достигается тем, что из центральной станции периодически транслируют сигналы для каждого канала, а абонентские станции периодически сканируют эти сигналы и определяют уровни сигналов каждого из множества каналов для выявления занятых или незанятых временных сегментов. Далее с помощью каждой из абонентских станций формируют и периодически корректируют

список значений уровней сигналов и незанятых временных сегментов, после чего устанавливают радиосвязь между выбранной абонентской станцией и центральной управляющей станцией и при наличии информации, подлежащей передаче, производят обмен информацией между упомянутыми станциями. 3 з.п. ф-лы, 4 ил.





RUSSIAN AGENCY
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(19) **RU** (11) **2 197 781** (13) **C2**
(51) Int. Cl.⁷ **H 04 B 7/26, H 04 L 12/28**

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(21), (22) Application: 97109431/09, 28.09.1992
(24) Effective date for property rights: 28.09.1992
(30) Priority: 07.10.1991 IT TO 91A 000757
(43) Application published: 27.05.1999
(46) Date of publication: 27.01.2003
(62) Earlier application: 94021697 28.09.1992
(98) Mail address:
129010, Moskva, ul. Bol'shaja Spasskaja, 25,
str.3, OOO "Juridicheskaja firma Gorodisskij
i Partnery", pat.pov. Ju.D.Kuznetsovu, reg.№ 595

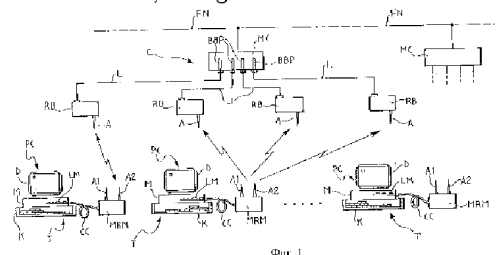
(71) Applicant:
OLIVETTI TELEMEDIA S.P.A. (IT)
(72) Inventor: BAD Ehndrju (GB),
FURNO Rino (IT)
(73) Proprietor:
OLIVETTI TELEMEDIA S.P.A. (IT)
(74) Representative:
Kuznetsov Jurij Dmitrievich

(54) **METHOD FOR DATA EXCHANGE AMONG PLURALITY OF SUBSCRIBER STATIONS OVER WIRELESS LOCAL NETWORK THROUGH CENTRAL CONTROL STATION**

(57) Abstract:

FIELD: data transmission over radio link.
SUBSTANCE: method is used for data transmission according to DECT standard using broad frequency band divided into plurality of channels and desired number of time segments. Signals are periodically sent from central station to each channel and subscriber substations periodically scan these signals and determine signal levels in each of plurality of channels to detect busy or vacant time segments. Then list of signal levels and vacant time segments is compiled and periodically corrected by means of each subscriber station whereupon radio communication is established between chosen

subscriber station and central control station; if data to be transmitted is present, data exchange between mentioned stations takes place. EFFECT: enhanced operating reliability of modified wireless networks. 4 cl, 4 dwg



Изобретение относится к локальной сети (LAN), а более конкретно к способу обмена данными между множеством абонентских станций по бескабельной сети посредством неподвижного центрального управляющего устройства, причем каждая из абонентских станций содержит терминал для ввода данных.

Локальные сети получили широкое распространение в сфере информатики и видеографической связи при установлении связи на небольших расстояниях с целью обеспечения передачи и распределения данных и услуг между множеством пользователей, находящихся на одном и том же участке, например, в одном здании. Локальная сеть дает возможность использовать множество разного рода терминалов ввода данных, таких, как персональные компьютеры (PC), миникомпьютеры, принтеры и так далее, которые могут присоединяться чрезвычайно гибким образом, обеспечивая повышенную скорость передачи порядка сотен тысяч килобит в секунду.

До настоящего времени в основном использовались локальные сети беспроводного типа, то есть сети, в которых соединения между станциями пользователей и центральными управляющими устройствами целиком реализуются с помощью проводов.

Появление на рынке портативных компьютеров, таких, как портативные персональные компьютеры, определило потребность в бескабельных локальных сетях.

Бескабельная локальная сеть уменьшает затраты на установку, поскольку исключает необходимость в установке соединительных кабелей. Сеть подобного типа может также формироваться в случаях, когда трудно или невозможно установить соединительные провода, например, в условиях отсутствия розеток для локальных сетей, либо при наличии архитектурных ограничений.

Бескабельная локальная сеть может представлять идеальное решение в организации, в которой расположения станций пользователей или число станций, связанных в сеть, подвергаются частым изменениям или модификациям.

Бескабельная локальная сеть представляет также идеальное решение для организаций, которые часто меняют свое местоположение. В этом случае было бы фактически непрактично и неэкономично переносить проводную локальную сеть.

Наконец, как говорилось выше, локальная сеть обеспечивает возможность обмена данными даже портативных персональных компьютеров, без ограничения подвижности этих новых устройств.

Соответствующая изобретению сеть работает, в частности, согласно стандарту DECT (Digital European Cordless Telecommunications - Цифровые европейские бескабельные телекоммуникации), разработанному ETSI, Европейским институтом телекоммуникационных стандартов, который определяет спецификации для радиосвязи между пользователями и сетью в условиях частного окружения.

Система DECT работает в полосе частот 1880-1900 МГц и обеспечивает

радиопередачу посредством гибридной системы с временным и частотным уплотнением каналов.

Характеристики стандарта DECT описываются, например, в Digital European Cordless Telecommunications Services and Facilities (Цифровые европейские телекоммуникационные услуги и средства), ETSI DR/RES 3003, за июнь 1991 года и в "Data Services in DECT", A. Bud (Обслуживание данных в DECT, Э. Буд), Пятая международная конференция Института инженеров по электронике по наземной передвижной радиосвязи, Уорик, декабрь 1989 года.

Беспроводная локальная сеть, использующая радио для установления связи между множеством станций пользователей, где каждая содержит соответствующий терминал ввода данных, посредством неподвижного центрального управляющего устройства, которое управляет связью между терминалами ввода данных в соответствии с предварительно определенным стандартом связи, раскрывается в EP-A-0257947. В этой известной бескабельной локальной сети каждый терминал ввода данных связывается с отдельным неподвижным радио-приемопередатчиком, а центральное управляющее устройство соединяется с неподвижными радиобазам.

Сетевые системы для передачи данных радиосигналами между основным приемным устройством и множеством рабочих станций раскрываются в PATENT ABSTRACTS OF JAPAN (Японские патентные аннотации), том 14, номер 229 (E-928), 4172, 15 мая 1990 г. и JP-A-0260252.

В основу изобретения поставлена задача разработать способ, позволяющий усовершенствовать работу известных бескабельных локальных сетей.

Поставленная задача решается тем, что в способе обмена данными между множеством абонентских станций по бескабельной локальной сети через центральную управляющую станцию, в соответствии с которым широкую полосу частот делят на множество (n) каналов (f_1-f_{10}) и на заданное число временных сегментов (2m), согласно изобретению периодически транслируют с центральной управляющей станцией (C) сигналы для каждого из множества (n) каналов (f_1-f_{10}) и для каждого из временных сегментов (2m), периодически сканируют множеством абонентских станций (T) указанные сигналы с целью определения уровня сигналов каждого из множества (n) каналов (f_1-f_{10}) и факта занятости, либо незанятости временных сегментов (2m), формируют и периодически корректируют с помощью каждой из абонентских станций (T) список значений уровней сигналов и незанятых временных сегментов, устанавливая радиосвязь между одной из выбранных абонентских станций (T) и центральной управляющей станцией (C) в случае, когда выбранная абонентская станция (T) содержит информацию, подлежащую передаче, производят обмен информацией между указанной выбранной абонентской станцией (T) и центральной управляющей станцией (C) путем выбора из числа незанятых временных сегментов с уровнем сигнала, обеспечивающим оптимальное

отношение сигнал/шум.

Целесообразно поддерживать радиосвязь в течение заданного периода времени до завершения обмена информацией.

Целесообразно также поддерживать радиосвязь в течение адаптивно заданного периода времени на основе статистических данных связной нагрузки относительно выбранной абонентской станции (Т), полученных в заранее определенный период времени.

Предпочтительно обеспечивать асимметричную многоканальную широкополосную связь с использованием множества сегментов из заданного числа временных сегментов (2m), используемых одновременно при установлении указанной радиосвязи.

Обычно терминалами ввода данных у станций пользователей могут быть, например, персональные компьютеры, а макропроцессорное адаптерное устройство для удобства изготавливается в виде имеющей формат "половинного размера" карты или дочерней платы, встроенной в персональный компьютер и связанной с его шиной. Адаптер, таким образом, запитывается от шины терминала ввода данных, что обеспечивает дополнительные удобства.

Кроме того, радиомодуль передатчика и приемника запитывается от связанной с ним платы адаптера посредством проводников, которые тянутся через гибкий многожильный кабель, соединяющий его с платой, что является дополнительным преимуществом.

Еще одно преимущество заключается в том, что радиомодуль передатчика и приемника каждой абонентской станции имеет две ненаправленные антенны для получения пространственного "разноса" для улучшения характеристик радиосвязи с неподвижными радиомодулями или базами.

Может также монтироваться неподвижное центральное управляющее устройство для связи с неподвижной сетью, например, с сетью Ethernet, с кольцевой сетью с эстафетным доступом или с сетью через RS232.

В дальнейшем изобретение поясняется описанием варианта его осуществления со ссылками на прилагаемые чертежи, в числе которых:

фиг.1 изображает блок-схему локальной сети,

фиг. 2 - блок-схему, показывающую структуру адаптера и подвижного радиомодуля, связанного с каждым терминалом ввода данных локальной сети, показанной на фиг. 1,

фиг. 3 - частотно-временную диаграмму, описывающую процесс радиопередачи согласно гибридной системе с временным и частотным уплотнением каналов в локальной сети по фиг. 1,

фиг.4 - пример кадра для асимметричного соединения с множеством однонаправленных каналов, которое может образоваться в локальной сети по фиг. 1.

На фиг.1 бескабельная локальная сеть LAN, образованная в соответствии со спецификациями стандарта DECT, включает в себя множество абонентских станций Т и неподвижное центральное управляющее устройство, обычно обозначаемое С.

Каждая абонентская станция Т содержит соответствующий терминал ввода данных, который в общем случае может состоять из любого устройства, такого, как процессор, принтер и так далее, которое может посылать и/или принимать цифровые данные посредством сети связи. В примере согласно фиг.1 терминалы ввода данных абонентских станций Т образованы персональными компьютерами PC, имеющими стандартную сеть и программное обеспечение типа LAN Manager. Персональными компьютерами могут быть, например, устройство Olivetti I/D33, где каждое включает клавиатуру К, экран дисплея D в модуль обработки данных М.

Каждый терминал ввода данных соединяется с соответствующим подвижным радиомодулем передатчика и приемника (приемопередатчика), обозначенным MRM, типа, отвечающего спецификациям DECT для физического уровня.

Модуль обработки данных М каждого терминала ввода данных PC содержит в себе соответствующее микропроцессорное устройство адаптера, обозначаемое LM. Микропроцессорный адаптер адаптирован к режиму работы в качестве интерфейса между соответствующим терминалом ввода данных и связанным с ним подвижным радиомодулем MRM. С этой целью, как схематически показано на фиг. 2, микропроцессорный адаптер LM соединяется с шиной данных DB модуля обработки данных М терминала ввода данных. Адаптер LM соединяется также с подвижным радиомодулем MRM, связанным с терминалом ввода данных посредством многожильного гибкого кабеля CC (фиг. 1 и 2).

Центральное управляющее устройство С включает в себя множество неподвижных радиомодулей или баз FRM, установленных в соответствующих предварительно определенных фиксированных местах для передачи и приема пакетов данных подвижным радиомодулем MRM одной или нескольких абонентских станций Т и от него.

Радиобазы RB присоединяются, например, электрическими проводами L к микропроцессорному концентратору MC, который устанавливается в фиксированном месте и программируется на управление связью между абонентскими станциями Т по предварительно определенным процедурам и протоколам, в соответствии со стандартом DECT, посредством радиосвязи, установленной между подвижными радиомодулями MRM и радиобазами RB.

Предпочтительно, чтобы мог монтироваться концентратор MC для связи с неподвижной сетью FN, например, с сетью Ethernet, с кольцевой сетью с эстафетным доступом или с сетью через RS232. Может оказаться возможным присоединение к неподвижной сети концентраторов MC других локальных сетей LAN.

Интегрированная система, описанная со ссылкой на фиг. 1, может выполнять функцию многопортового моста уровня управления доступом к среде (MAC) для обеспечения передачи и приема абонентскими станциями Т пакетов данных, которые упаковываются в соответствии с форматом стандарта DECT и подвергаются обмену по радио посредством неподвижной части С системы. Эта часть действует в качестве высокоскоростной

системы коммутации пакетов и направляет принимаемые пакеты пользовательским станциям места назначения или проводной сети FN.

Описываемая система работает в соответствии со стандартом DECT. Отвечающее стандарту DECT соединение между абонентскими станциями Т и неподвижной частью С системы заменяет только уровень управления доступом к среде (MAC) системы Ethernet.

Благодаря линиям L радиобазы RB могут устанавливаться от концентратора MC на расстояниях до порядка 100 м. Путем выполнения функций, таких, как передача обслуживания соединений (handover), которые предусмотрены для стандарта DECT, может устанавливаться почти полная непрерывность обслуживания между двумя или несколькими используемыми радиобазой RB.

Концентратор MC может быть сформирован, например, на основе персонального компьютера Olivetti M300 с процессором Intel 386Sx, работающим с тактовой частотой 16 МГц.

Этот концентратор включает в себя процессоры групповых сигналов BBP, упорядоченным образом соединенные с соответствующими связанными радиобазой RB.

Удобно, что процессоры групповых сигналов BBP концентратора MC и интерфейсные адаптеры LM абонентской станции Т могут быть выполнены в виде монтажных плат персонального компьютера с форматом половинного размера и на практике могут иметь ту же самую структуру на аппаратном уровне и отличаться только на уровне программного обеспечения. Структура интерфейсного адаптера LM станции пользователя более подробно будет описана ниже со ссылкой на фиг. 2.

Концентратор MC в целом обеспечивает управление всей системой и, в частности:

- функционирование высоких уровней протоколов DECT,
- управление различными ресурсами сети,
- переключение пакетов данных и, в случае необходимости,
- сопряжение между бескабельной сетью LAN и проводной сетью FN.

Высокие уровни протоколов DECT обеспечивают услуги, такие, как высокоскоростная передача обслуживания, опознавание пользователя и создание виртуальных соединений, которые обеспечивают установление физических соединений без массивных обменов данными. Перед дальнейшим обсуждением достоинств структуры функций устройств LM и процессоров групповых сигналов BBP будут показаны некоторые характеристики, связанные с подвижными радиомодулями MRM и с радиобазой RB.

Конструктивно модули MRM и RB почти одинаковы. Как уже говорилось, ими являются приемопередатчики, соответствующие спецификациям DECT для физического уровня. В соответствии со спецификациями DECT, радиомодули работают в полосе частот 1880 - 1900 МГц на десяти разнесенных каналах с интервалами в 1.728 МГц.

Обычно модули могут мгновенно

передавать мощность около 250 мВт с циклом предусматриваемой активности согласно стандарту DECT между 4 и 96%.

Модули могут передавать сигналы, модулированные в соответствии с фильтрованной гауссовой частотной манипуляцией, которая является некогерентным вариантом гауссовой манипуляции с минимальным сдвигом, в которой $BT=0.5$ (BT - это произведение ширины полосы B используемого фильтра и длительности T отдельного символа).

Радиосвязь между модулями MRM и радиобазой RB происходит в соответствии с гибридной системой временного и частотного уплотнения каналов (TDM/FDM) с двойными симплексными и дуплексными соединениями.

Передача происходит во временных циклах или кадрах, имеющих длительность d (например) 10 мс, разделенных (например) на 24 временных сегмента, у которых, в соответствии со спецификациями DECT, первая половина (12) обычно служит для передач от радиобазы RB портативным радиомодулям MRM, а вторая половина (12) для передач в противоположном направлении.

Фиг. 3 показывает имеющуюся решетку временных интервалов (240) с десятью каналами для каждого кадра. В решетке время t указывается на абсциссе, а частота f_1 - на ординате. Частоты, связанные с десятью каналами, указываются от f до f_{10} , а временные сегменты, на которые разделяется каждый отдельный кадр, нумеруются от 1 до 24.

Для кадров, каждый из которых имеет длительность 10 мс, разделенную на 24 временных сегмента, каждый временной сегмент имеет длительность 416,667 мкс, 364,667 мкс, из которой могут использоваться для пакета данных, а 51 мкс - в качестве временного промежутка (защитный интервал).

Удобно, что дуплексная связь с временным делением (TDD) используется для дуплексных соединений, а сегменты на всех частотах используются для множественных соединений.

Следовательно, радиомодули MRM и RB требуют перенастройки между двумя каналами на противоположных концах частотной полосы и переключения между передачей и приемом во временном промежутке (защитном интервале) между двумя временными сегментами.

Принимающая часть радиомодулей MRM и радиобазы RB имеет супергетеродинную архитектуру с одним каскадом преобразования.

Как следует на фиг. 1, каждая радиобазы RB имеет соответствующую антенну А, а каждый из подвижных радиомодулей MRM абонентских станций имеет две антенны А1 и А2 для получения пространственного разнесения, позволяющего улучшить качество радиосоединений.

В варианте осуществления, показанном на фиг. 2, каждое интерфейсное устройство LM, связанное с каждым терминалом ввода данных, содержит главный микропроцессор 50 и процессор сигналов 51.

Главный микропроцессор 50, который образован, например, устройством V40, производимым компанией "Ниппен Илектрик" (Nippon Electric Company), может общаться с

шиной DB связанного с ним терминала ввода данных посредством двухпортовой памяти с произвольной выборкой 52 и с другим микропроцессором 51 посредством другой двухпортовой памяти с произвольной выборкой 53.

Микропроцессор 50 связывается с памятью программ 54, например, типа стираемой программируемой постоянной памяти, и с буферной памятью с произвольной выборкой 55 для данных.

Микропроцессор 50 и память 55 связываются с устройством 56 для управления сопряжением с памятью и декодирования портов ввода-вывода. Это устройство формируется как интегральная схема ASIC (интегральная схема для специальных приложений) с высоким уровнем интеграции.

Микропроцессор 51 является устройством для обработки цифровых сигналов, например, устройством TMS320, изготавливаемым компанией "Тексас Инструмент", и программируется для управления низкоуровневыми функциями управления доступом к среде (MAC), такими, как форматирование и деформатирование кадров и сегментов, синхронизация сегментов и кадров, обнаружение ошибок, сканирование каналов связи и так далее.

Процессор 51 соединяется также с устройством 57, которое извлекает тактовые сигналы из сигналов, принимаемых подвижным радиомодулем MRM, и генерирует синхронизирующие сигналы, а также осуществляет любое кодирование для защиты передаваемых данных. Устройство 57 может также изготавливаться в виде одиночной интегральной схемы ASIC для специальных приложений.

Указанное устройство связывается с буфером 58, который действует в качестве защитной защелки. Процессор 51 связывается посредством буфера и многожильного кабеля CC с устройством 59 в подвижном радиомодуле MRM для управления радиосхемами передачи и приема 60. Устройство 59 также может производиться в виде специализированной интегральной схемы ASIC.

Удобно, что устройство LM запитывается от шины DB терминала ввода данных, например, посредством двух проводников, обозначенных цифровой позицией 60 на фиг. 2. Кроме того, подвижный радиомодуль MRM запитывают от источника электрического питания адаптерного устройства LM, например, посредством двух проводников, обозначенных цифровой позицией 61 на фиг. 2, которые проходят через многожильный соединительный кабель CC.

Как упоминалось выше, с аппаратурной точки зрения, процессоры групповых сигналов BBP устройства концентратора MC имеют ту же структуру, что и логические модули LM, вводимые в терминалы ввода данных абонентских станций T. Фактически большинство функций процессоров групповых сигналов соответствует функциям, выполняемым модулями LM. Эти функции включают в себя, в частности:

- создание и ликвидацию сегментных структур,
- создание и ликвидацию логических каналов,

- контроль за свободными каналами во входящих коммуникациях,

- распространение сообщений "без соединения" и системы персонального вызова,

- передача обслуживания между логическим и "межэлементным" каналами,

- управление быстрыми процедурами для обнаружения и исправления ошибок.

Интерфейсные адаптеры LM терминалов ввода данных предусматривают также выполнение следующих функций:

- создание и обновление карты использования физических каналов связи и выбор канала для каждого соединения, которое должно устанавливаться, и

- решение осуществить либо внутризлементную, либо межэлементную передачу обслуживания и ее инициирование.

Адаптерные модули LM действуют также в качестве интерфейсов между режимом DECT и прикладным окружением соответствующих терминалов ввода данных. Модуль LM таким образом соответствует сетевой операционной системе (администратору локальной сети), находящейся в терминале ввода данных, точно таким же образом, как адаптер сети Ethernet, посредством стандартной интерфейса "Спецификаций интерфейсов сетевых драйверов фирмы "Майкрософт" (Microsoft Network Driver Interface Specification).

Два решающих требования для применения спецификаций DECT в локальной сети LAN - это необходимость использования с максимальной эффективностью спектральных ресурсов и необходимость минимизировать задержку, вносимую DECT. Для достижения обеих этих целей необходимо использовать специальные протоколы.

Так как поток данных характеризуется короткими транзакциями, располагаемыми между продолжительными паузами, представляется невозможным сохранить соединения между станциями пользователей и радиобазой, постоянно открытыми ввиду их существенного недоиспользования. Поэтому радиосоединения в сети устанавливаются только тогда, когда есть данные для передачи, и прерываются при отсутствии последних с тем, чтобы освободить радиоканалы для использования другими пользователями.

С этой целью главный процессор 50 каждого модуля LM программируется для работы следующим образом.

Каждый раз, когда данные подводятся к буферной памяти 55 для передачи посредством связанного подвижного радиомодуля MRM, главный микропроцессор 50 устанавливает радиосоединение посредством микропроцессора 51 (с радиобазой, определенной ниже, и с использованием сегментов канала или частоты, определенных ниже). Радиосоединение, установленное таким образом, сохраняется на протяжении всего времени, необходимого для передачи данных в память 55. После передачи данных радиосоединение не закрывается сразу же, а сохраняется в течение предварительно определенного периода времени. Главный микропроцессор 50 используется для обработки краткосрочной статистики,

относящейся к трафику связи терминала ввода данных (например, на период в полчаса или час). Затем радиосоединение, обеспечивающее передачу данных, прерывается с задержкой после момента окончания передачи данных, причем задержка определяется адаптивно на основе среднего трафика, который действовал на терминал ввода данных. Это уменьшает ненужные паузы, так как, в большинстве случаев, не обязательно заново устанавливать радиосоединение, когда для передачи поступает последующий поток данных.

Для того чтобы выбрать радиобазу, с которой устанавливается соединение, каждый адаптерный модуль LM станции пользователя работает следующим образом.

В соответствии со стандартом DECT главный микропроцессор 50 адаптера (LM) каждой абонентской станции используется циклически для сканирования всех сегментов всех каналов посредством связанного подвижного радиомодуля MRM для того, чтобы определить уровень сигнала, излучаемого каждой неподвижной радиобазой RB в каждом сегменте для каждого канала или частоты. На основе оценки уровней сигналов, определяемых таким образом, микропроцессор 50 может установить, какая из неподвижных радиобаз RB является ближайшей. Во время сканирования процессор используется также для декодирования сигналов, указывающих для каждого сегмента радиобазу RB, которая может быть активна.

Благодаря такому "картографированию" для передачи данных главный процессор 50 устройства LM каждого терминала пользователя может выбирать ближайшую радиобазу, у которой не все сегменты заняты в рассматриваемый момент времени.

Подобная процедура позволяет избежать тщетных попыток установить радиосоединение с радиобазой, которая, хотя и является ближайшей, полностью занята в рассматриваемый момент.

В соответствии со стандартом DECT процессоры групповых сигналов BBP устройства концентратора MC используются для циклического сканирования каналов или частот f_1 - f_{10} посредством связанных радиобаз RB. В частности, сканирование происходит синхронно с циклическим сканированием, осуществляемым устройствами LM терминалов пользователей. Кроме того, главные процессоры 50 модулей интерфейсных адаптеров LM используются для проведения сканирования на один канал вперед. Другими словами, если в ходе их сканирования неподвижные радиобазы RB "опрашивают" канал или частоту f_1 , в тот же момент подвижные радиомодули "опрашивают" канал или частоту f_{i+1} .

Все это позволяет минимизировать время, необходимое для установления радиосоединения между терминалом пользователя и неподвижной радиобазой.

Главные процессоры 50 интерфейсных адаптеров LM абонентских станций и процессоры групповых сигналов BBP концентратора MC используются для выполнения процедур асимметричного соединения и соединения с множеством однонаправленных каналов передачи данных

стандарта DECT для определения, в каком сегменте передавать.

Процедура с множеством однонаправленных каналов обеспечивает одновременное присвоение соединению, связанному с одной абонентской станцией, нескольких сегментов (однонаправленных каналов). Ширина полосы для абонентской станции, таким образом, может увеличиваться, например, от дуплекса с 32 кб/с (один однонаправленный канал) до (теоретически), например, дуплекса с 384 кб/с с использованием всех двенадцати пар сегментов (12 однонаправленных каналов).

Так как трафик в локальной сети обычно очень асимметричен, в частности, при необходимости иметь значительные ширины полос, доступные в одном направлении, спецификации DECT включают механизмы, которые обеспечивают использование в одном направлении верхних и нижних сегментов соединения. Соединение этого типа должно образовывать часть соединения с множеством однонаправленных каналов, в которой по меньшей мере одно другое соединение остается дуплексным для обеспечения маршрута для управляющих данных в противоположном направлении. Результат состоит в том, что пользователь может обращаться почти ко всей ширине полосы (352 кб/с) путем занятия половины сегментов, как показано на фиг. 4, что связано с асимметричным соединением с множеством однонаправленных каналов (5, 1).

Наконец, программное обеспечение, используемое в локальной сети LAN, включает в себя процедуры обнаружения и исправления ошибок в соответствии со спецификациями DECT. Спецификации предусматривают на уровне 2 (MAC/DLC) некоторые механизмы, которые были разработаны соответственно для этой цели и главные характеристики которых таковы:

- управление доступом к среде (MAC) обеспечивает услуги, определяемые как "I_p" (защищенный информационный канал), с пропускной способностью 25.6 кб/с на соединение и коэффициентом ошибки 10⁻⁵; эти услуги основаны на механизме повторной передачи, который отличается высоким быстродействием и простотой благодаря использованию однооконного пакета;

- DLC (управление каналом передачи данных) обеспечивает услуги, определенные как "кадровое реле", которое защищает данные от любых ошибок, вносимых во время изменений передачи обслуживания и соединения и от остаточных ошибок канала I_p.

В заключение необходимо отметить, что, хотя принцип изобретения остается неизменным, варианты осуществления и детали конструкции могут широко варьироваться по сравнению с описанными и проиллюстрированными только в рамках не вносящего ограничений примера, без изменения объема настоящего изобретения.

Формула изобретения:

1. Способ обмена данными между множеством абонентских станций по бескабельной локальной сети через центральную управляющую станцию, производимого с применением стандарта связи DECT, использующего широкую полосу

частот, разделенную на множество (n) каналов (f_1 - f_{10}) и на заданное число временных сегментов ($2m$), отличающийся тем, что периодически транслируют с центральной управляющей станции (C) сигналы для каждого из множества (n) каналов (f_1 - f_{10}) и для каждого из временных сегментов ($2m$), периодически сканируют множеством абонентских станций (T) указанные сигналы для определения уровня сигнала каждого из множества (n) каналов (f_1 - f_{10}) и соответственно определения занятых или незанятых временных сегментов ($2m$), формируют и периодически корректируют с помощью каждой из абонентских станций (T) список значений уровней сигналов и незанятых временных сегментов ($2m$), устанавливают радиосвязь между одной из выбранных абонентских станций (T) и центральной управляющей станцией (C) в случае, когда выбранная абонентская станция (T) содержит

информацию, подлежащую передаче, производят обмен информацией между указанной выбранной абонентской станцией (T) и центральной управляющей станцией (C).

5 2. Способ по п. 1, отличающийся тем, что поддерживают радиосвязь в течение заданного периода времени до завершения обмена информацией.

10 3. Способ по п. 1, отличающийся тем, что поддерживают радиосвязь в течение адаптивно заданного периода времени на основе статистических данных связанной нагрузки относительно выбранной абонентской станции (T), полученных в заранее определенный период времени.

15 4. Способ по п. 1, отличающийся тем, что обеспечивают асимметричную многоканальную широкополосную связь с использованием множества сегментов из заданного числа временных сегментов ($2m$), используемых одновременно при установлении указанной радиосвязи.

20

25

30

35

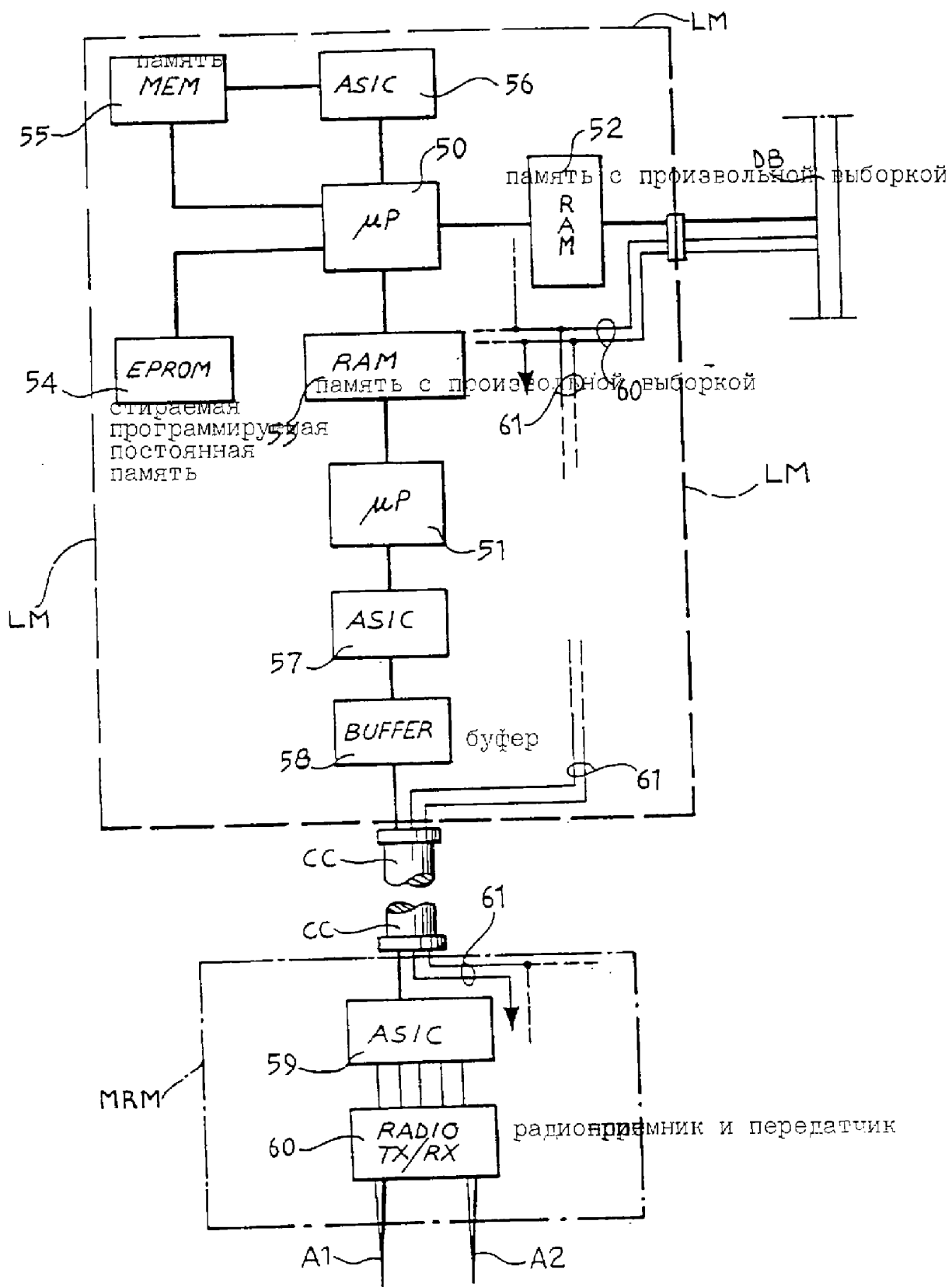
40

45

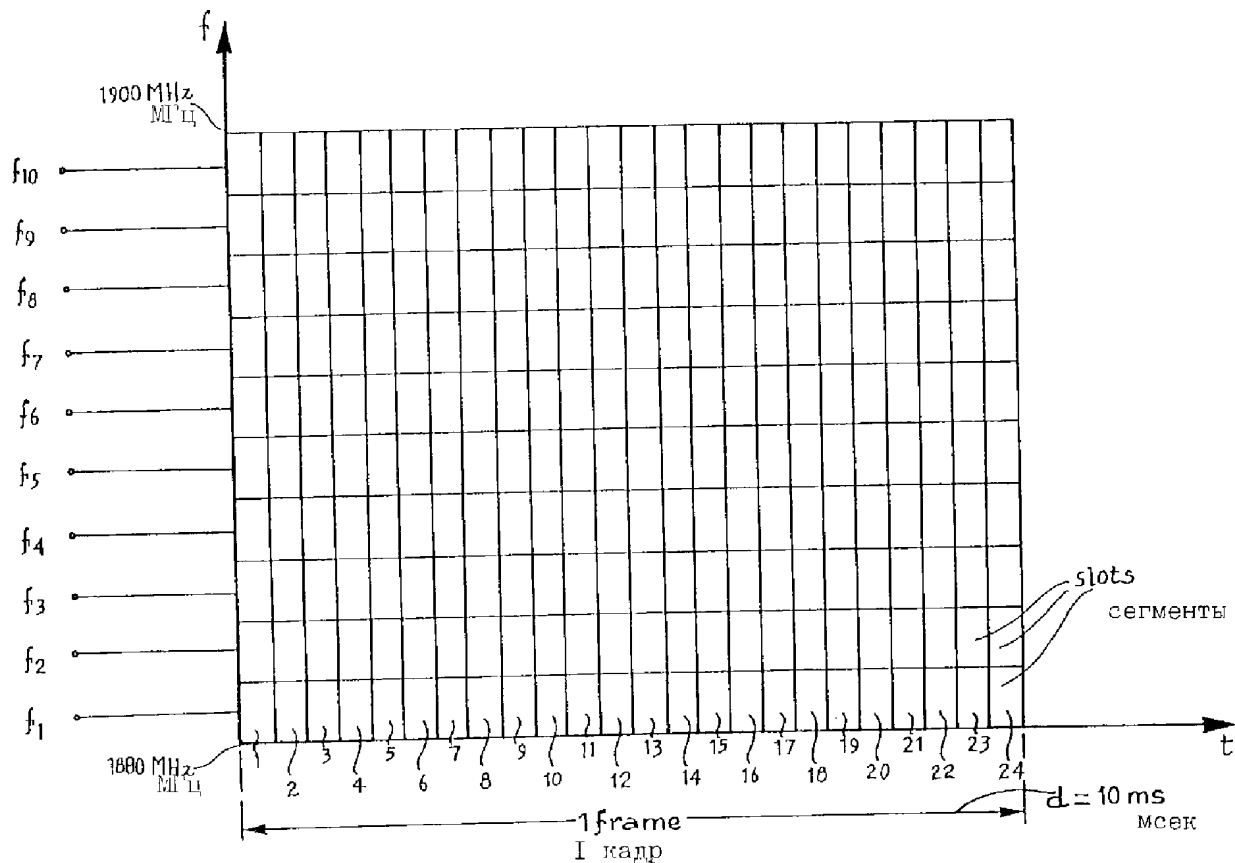
50

55

60



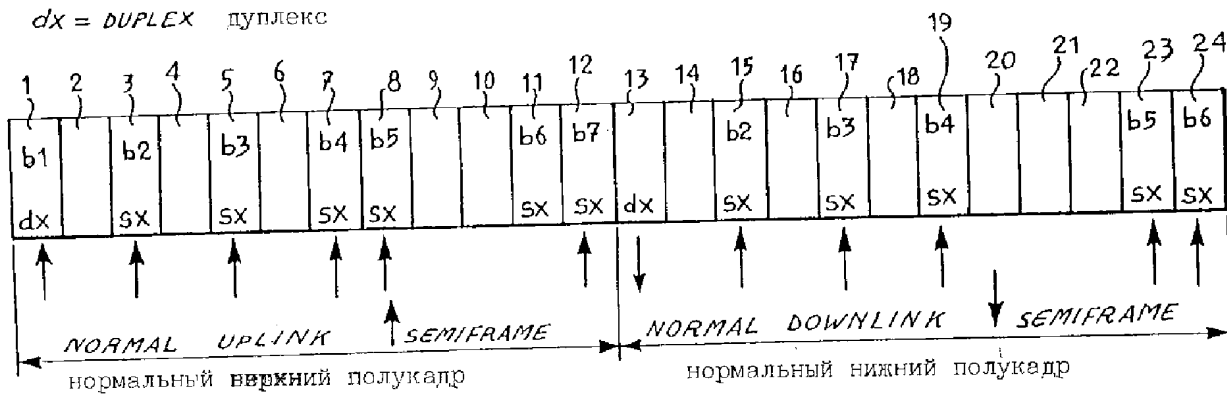
Фиг. 2



Фиг. 3

$SX = \text{DOUBLE SIMPLEX}$ двойной симплекс

$dx = \text{DUPLEX}$ дуплекс



Фиг. 4



INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(51) International Patent Classification 5 : H04B 7/24, H04H 3/00 H04L 12/44	A1	(11) International Publication Number: WO 93/07684 (43) International Publication Date: 15 April 1993 (15.04.93)
--	----	--

(21) International Application Number: PCT/EP92/02230

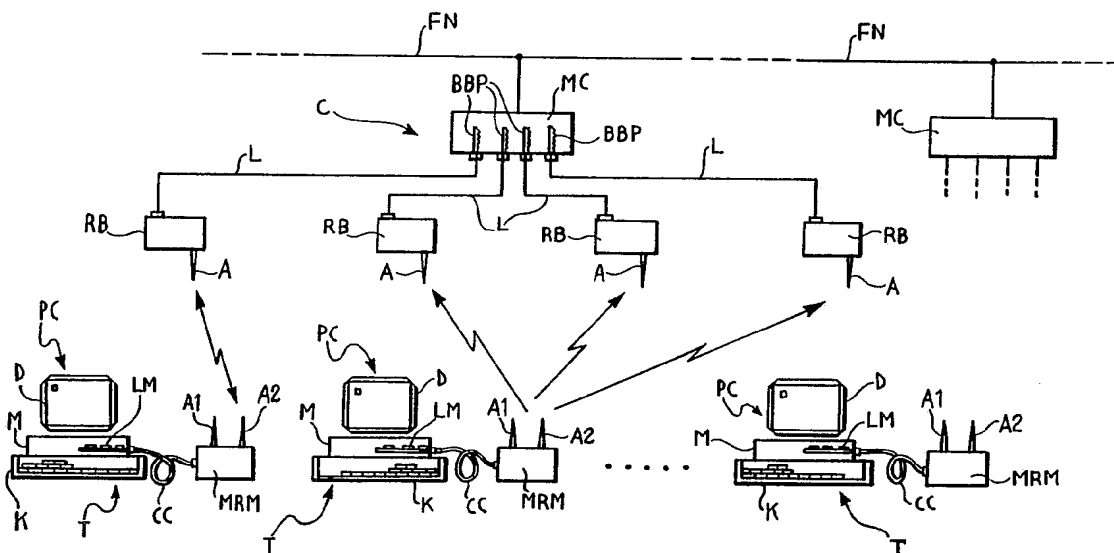
(22) International Filing Date: 28 September 1992 (28.09.92)

(30) Priority data:
TO91A000757 7 October 1991 (07.10.91) IT(71) Applicant (for all designated States except US): SIXTEL
S.P.A. [IT/IT]; Via Jervis, 77, I-10015 Ivrea (IT).

(72) Inventors; and

(75) Inventors/Applicants (for US only): BUD, Andrew [GB/IT];
Via Miniere, 11, I-10015 Ivrea (IT). FURNO, Rino [IT/
IT]; Via Portici, 24, I-13040 Zimone (IT).(74) Agents: QUINTERNO, Giuseppe et al.; Jacobacci-Casetta
& Perani S.p.A., Via Alfieri, 17, I-10121 Torino (IT).(81) Designated States: AT, BG, CH, CS, DE, DK, ES, FI, GB,
HU, LU, NL, NO, PL, RO, RU, SE, US, European pa-
tent (AT, BE, CH, DE, DK, ES, FR, GB, GR, IE, IT,
LU, MC, NL, SE).**Published***With international search report.*

(54) Title: CORDLESS LOCAL AREA NETWORK (RADIO LAN) WITH CENTRAL UNIT



(57) Abstract

The network enables data to be communicated by radio, in accordance with the DECT standard, between the data terminals (PC) of a plurality of user stations (T), by means of a fixed central control device (C). Each user station (T) is associated with a mobile radio transmitter/receiver module (MRM) which is separate and distinct from the data-terminal (PC), and with an adaptor device (LM) which acts as an interface between the data terminal (PC) and the radio module (MRM) and which is physically incorporated in the data terminal (PC) and is connected to the radio module (MRM) by a flexible multicore cable (CC). The central control device (C) includes a multiplicity of fixed radio modules or bases (RB) and a fixed concentrator (MC) which is connected to the fixed radio bases (RB) by connecting lines (L).

FOR THE PURPOSES OF INFORMATION ONLY

Codes used to identify States party to the PCT on the front pages of pamphlets publishing international applications under the PCT.

AT	Austria	FR	France	MR	Mauritania
AU	Australia	GA	Gabon	MW	Malawi
BB	Barbados	GB	United Kingdom	NL	Netherlands
BE	Belgium	GN	Guinea	NO	Norway
BF	Burkina Faso	GR	Greece	NZ	New Zealand
BG	Bulgaria	HU	Hungary	PL	Poland
BJ	Benin	IE	Ireland	PT	Portugal
BR	Brazil	IT	Italy	RO	Romania
CA	Canada	JP	Japan	RU	Russian Federation
CF	Central African Republic	KP	Democratic People's Republic of Korea	SD	Sudan
CG	Congo	KR	Republic of Korea	SE	Sweden
CH	Switzerland	LI	Liechtenstein	SK	Slovak Republic
CI	Côte d'Ivoire	LK	Sri Lanka	SN	Senegal
CM	Cameroon	LU	Luxembourg	SU	Soviet Union
CS	Czechoslovakia	MC	Monaco	TD	Chad
CZ	Czech Republic	MG	Madagascar	TG	Togo
DE	Germany	ML	Mali	UA	Ukraine
DK	Denmark	MN	Mongolia	US	United States of America
ES	Spain			VN	Viet Nam
FI	Finland				

Cordless local area network (radio LAN) with central unit

The present invention relates to a local area network (a LAN) and, more specifically, to a network of the cordless (or wireless) type, particularly a network which operates in accordance with the DECT standard to enable data to be communicated by radio between a plurality of user stations each comprising a respective data terminal, by means of a fixed central control device.

Local networks have become increasingly widespread in the informatics and telematics world for short-range connections for enabling the transmission and distribution of data and services between a plurality of users within the same area, for example, in the same building. A local network enables many data terminals of different kinds, such as personal computers (PCs), minicomputers, printers, etc. to be connected in an extremely flexible manner, enabling very fast transmission speeds of the order of hundreds of thousands of Kbits/sec.

Up to now, most local networks have been of the wired type, that is, of the type in which the connections between the user stations and the central control devices are formed entirely by wires.

The appearance on the market of portable computers such as laptop personal computers, has created a need for cordless LANs.

A cordless local area network reduces installation costs because it eliminates the need to install connecting cables. This type of network can also be

formed in situations in which it would be difficult or impossible to install connecting wires, such as, in buildings which do not have sockets for LANs or in which there are architectural constraints.

A cordless LAN network may represent the ideal solution in an organisation in which the positions of the user stations or the number of stations connected in the network are subject to frequent changes or modifications.

A cordless LAN also represents the ideal solution for organisations which are subject to frequent changes of location. In this case, it would in fact be neither practical nor economical to transfer a wired LAN.

Finally, as stated above, a LAN network enables data to be communicated even by portable personal computers, without limiting the mobility of these new devices.

The network according to the invention operates in accordance with the DECT (Digital European Cordless Telecommunications) standard developed by ETSI - the European Telecommunications Standards Institute - which defines the specifications for radio connections between users and a network in a private environment.

The DECT system operates in the band between 1880 MHz and 1900 MHz and provides for radio transmission by means of a hybrid time and frequency multiplex system.

The characteristics of the DECT standard are described, for example, in "Digital European Cordless Telecommunications Services and Facilities", ETSI DR/RES 3003, June 1991 and in "Data Services in DECT",

A. Bud, Fifth International IEE Conference on Land Mobile Radio, Warwick, December 1989.

The cordless local area network according to the invention is characterised in that the data terminal of each user station is associated with:

- a mobile radio transmitter/receiver module which is separate and distinct from the data-terminal, and
- a microprocessor adaptor device for acting as an interface between the data terminal and the associated mobile radio module, the adaptor device being incorporated physically in the data terminal and connected to the mobile radio module by a flexible multicore cable,

and in that the central control device includes:

- a multiplicity of radio modules or bases for installation in respective predetermined fixed positions and for transmitting/receiving packets of data to/from the radio module of one or more user stations, and
- a microprocessor concentrator (hub) which is intended to be installed in a fixed position and to be connected to the fixed radio bases and which is programmed to control the communications between the user stations by means of the radio bases, according to predetermined procedures and protocols.

Typically, the data-terminals of the user stations may, for example, be personal computers and the microprocessor adaptor device is conveniently produced

in the form of a "half-size"-format card or daughter board incorporated in the PC and connected to the bus thereof. The electrical supply for the adaptor is thus conveniently derived from the data-terminal bus.

Moreover, the transmitter/receiver radio module to advantage takes its electrical supply from the associated adaptor board by means of conductors which extend through the flexible multicore cable connecting it to the board.

To advantage, each user station radio transmitter/receiver module has two omnidirectional antennae for achieving space "diversity" to improve the characteristics of the radio connection with the fixed radio modules or bases.

Conveniently, but not necessarily, the fixed central control device may be arranged for connection to a fixed network, for example, an Ethernet network or a Token Ring or RS232 network.

Further characteristics and advantages of the invention will become clear from the following detailed description of a cordless LAN network operating in accordance with the DECT standard, the description being given with reference to the appended drawings, provided purely by way of non-limiting example, in which:

Figure 1 is a block diagram of the LAN network,

Figure 2 is a circuit diagram showing the structure of an adaptor and a mobile radio module associated with each data-terminal of the LAN network shown in Figure

1,

Figure 3 is a time/frequency diagram relating to the manner in which radio transmission is effected according to a hybrid TDM/FDM system in the LAN network of Figure 1, and

Figure 4 shows an example of a frame for an asymmetric multi-bearer connection which can be formed in the LAN network of Figure 1.

With reference to Figure 1, a cordless local area network LAN formed in accordance with the specifications of the DECT standard includes a plurality of user stations T and a fixed central control device, generally indicated C.

Each user station T includes a respective data terminal which, in general, may be constituted by any device, such as a processor, a printer, etc., which can send and/or receive digital data by means of a communications network. In the embodiment shown by way of example in Figure 1, the data terminals of the user stations T are constituted by personal computers PC having standard network and applications software of the LAN Manager type. The personal computers may, for example, be Olivetti 1/D33 devices, each including a keyboard K, a display screen D and a processing module M.

Each data terminal PC is connected to a respective mobile radio transmitter/receiver (transceiver) module indicated MRM, of a type conforming to the DECT specifications for the physical layer.

The processing module M of each data-terminal PC incorporates a respective microprocessor adaptor device, indicated LM. The microprocessor adaptor is suitable for acting as an interface between the respective data terminal and the associated mobile radio module MRM. For this purpose, as shown schematically in Figure 2, the microprocessor adaptor LM is connected to the data bus DB of the processing module M of the data terminal. The adaptor LM is also connected to the mobile radio module MRM associated with the data terminal by means of a multicore flexible cable CC (Figure 1 and 2).

The central control device C includes a multiplicity of fixed radio modules or bases FRM installed in respective predetermined fixed positions for transmitting/receiving packets of data to/from the mobile radio module MRM of one or more user stations T.

The radio bases RB are connected, for example, by electrical wires L, to a microprocessor concentrator MC which is installed in a fixed position and is programmed to control the communications between the user stations T by predetermined procedures and protocols, in accordance with the DECT standard, by means of radio connections established between the mobile radio modules MRM and the radio bases RB.

Preferably, but not necessarily, the concentrator MC may be arranged for connection to a fixed network FN, for example an Ethernet network or a Token Ring or RS 232 network. Concentrators MC of other local networks LAN may possibly be connected to the fixed network.

The integrated system described with reference to

Figure 1 can perform the function of an MAC (medium access control) level multi-port bridge to enable the user stations T to transmit and receive packets of data which are packaged in accordance with the DECT standard format and are exchanged by radio, by means of the fixed portion C of the system. This portion acts as a very rapid packet-switching system and directs the packets received towards the destination user stations or towards the wired network FN.

The system described operates in accordance with the DECT standard. The DECT standard connection between the user stations T and the fixed portion C of the system replaces only the MAC level of the Ethernet system.

By virtue of the lines L, the radio bases RB can be installed up to distances of the order of 100 metres from the concentrator MC. By carrying out functions, such as connection handover, which are provided for in the DECT standard, almost complete continuity of service between the two or more radio bases RB used can be established.

The concentrator MC may be constituted, for example, by an Olivetti M300 personal computer with an Intel 386Sx processor operating at 16 MHz.

This concentrator incorporates baseband processors BBP connected in an orderly manner to respective associated radio bases RB.

Conveniently, the baseband processors BBP of the concentrator MC and the interface adaptors LM of the user station T may be in the form of half-size format

PC circuit boards and, in practice, may conveniently have the same structure at the hardware level and be differentiated only at the software level. The structure of an interface adaptor LM of a user station will be described in greater detail below with reference to Figure 2.

The concentrator MC as a whole is responsible for controlling the entire system and, in particular:

- the functioning of the high levels of the DECT protocols,
- the control of the various resources of the network,
- the switching of the packets of data, and possibly
- the interfacing between the cordless network LAN and the wired network FN.

The high levels of the DECT protocols provide for services such as fast handover, user authentication and the creation of virtual connections which enable physical connections to be established without massive exchanges of data.

Before the merits of the structure of the functions of the LM devices and of the band base processors BBP are discussed further, some characteristics relating to the mobile radio modules MRM and to the radio bases RB will be set out.

Structurally, the modules MRM and RB are almost identical. As already stated they are transceivers conforming to the DECT specifications for the Physical

Layer. In accordance with the DECT specifications, the radio modules operate in the band between 1880 MHz and 1900 MHz on ten channels spaced at 1.728 MHz intervals.

Typically, the modules can instantaneously transmit a power of about 250 mW with an envisaged activity cycle according to the DECT standard of between 4% and 96%.

The modules can transmit signals modulated according to filtered Gaussian FSK which is a non-coherent version of GMSK in which $BT = 0.5$ (BT is the product of the bandwidth B of the filter used and the duration T of the individual symbol).

Radio communications between the MRM modules and the radio bases RM take place according to a hybrid time and frequency multiplex system (TDM/FDM) with double simplex and duplex connections.

Transmission takes place within time cycles or frames having durations d of (for example) 10 ms, divided (for example) into 24 slots, of which, in accordance with the DECT specifications, a first half (12) normally serve for transmissions from the radio bases RB to the portable radio modules MRM and the second half (12) for transmissions in the opposite direction.

Figure 3 shows the grid of the slots (240) available with ten channels for each frame. In the grid, the time t is indicated on the abscissa and the frequency f is indicated on the ordinate. The frequencies associated with the ten channels are indicated f_1 - f_{10} and the slots into which each individual frame is divided are numbered 1-24.

With frames each of 10 ms divided into 24 slots, each slot has a duration of $416.667 \mu\text{s}$ of which $364.667 \mu\text{s}$ can be used for a packet of data and $51 \mu\text{s}$ as a time interval (a guard space).

Conveniently, a time-division duplex (TDD) is used for duplex connections and slots at all the frequencies are used for multiple connections.

The radio modules MRM and RB therefore need to be able to retune themselves between two channels at opposite ends of the band and to switch between transmission and reception within the time interval (the guard space) between two slots.

The receiving portions of the radio modules MRM and of the radio bases RB conveniently have superheterodyne architecture with a single conversion stage.

As is clear from Figure 1, each radio base RB has a respective antenna A and the mobile radio modules MRM of the user stations each have two antennae A1 and A2 for achieving space diversity in order to improve the quality of the radio connections.

In the embodiment shown in Figure 2, each interface device LM associated with each data terminal includes a main microprocessor 50 and a signal processor 51.

The main microprocessor 50 which is constituted, for example, by a V40 device produced by Nippon Electric Company, can converse with the bus DB of the associated data terminal by means of a dual-port RAM memory 52 and with the other microprocessor 51 by means of another dual-port RAM memory 53.

The microprocessor 50 is associated with a program memory 54, for example, of the EPROM type and a RAM buffer memory 55 for the data.

The microprocessor 50 and the memory 55 are associated with a device 56 for controlling the interfacing with the memory and decoding the I/O ports. This device is conveniently formed as a large-scale integration ASIC integrated circuit (an application-specific integrated circuit).

The microprocessor 51 is a device for processing digital signals, for example, a TMS320 device produced by Texas Instruments and is programmed to control low-level MAC functions such as the formatting and deformatting of the frames and of the slots, the synchronisation of slots and frames, the detection of errors, the scanning of the communication channels, etc.

The processor 51 is also connected to a device 57 which extracts the clock signals from the signals received by the mobile radio module MRM and generates the timing signals and also effects any coding for protecting the data to be transmitted. The device 57 may also conveniently be produced in the form of a single ASIC integrated circuit.

This device is associated with a buffer 58 which acts as a protection latch. The processor 51 is connected by means of the buffer and the multicore cable CC to a device 59 within the mobile radio module MRM for controlling the radio transmission/reception circuits 60. The device 59 may also conveniently be produced in the form of an ASIC integrated circuit.

Conveniently, the device LM draws its electrical supply from the bus DB of the data terminal, for example, by means of the two conductors indicated 60 in Figure 2. Moreover, the electrical supply of the mobile radio module MRM to advantage is derived from that of the adaptor device LM, for example, by means of two conductors indicated 61 in Figure 2, which extend through the multicore interconnecting cable CC.

As stated above, from a hardware point of view, the baseband processors BBP of the concentrator device MC have the same structure as the logic modules LM fitted in the data terminals of the user stations T. In fact most of the functions of the baseband processors correspond to functions carried out by the modules LM. These functions include, in particular:

- the creation and dismantling of the slot structures,
- the creation and dismantling of logic channels,
- the monitoring of the free channels in the incoming communications,
- the propagation of "connectionless" and "paging" messages,
- handover between logic and "inter-cell" channels,
- the control of rapid procedures for detecting and correcting errors.

The interface adaptors LM of the data terminals are arranged also to perform the following functions:

- the creation and updating of a map of the usage of the physical communications channels and the selection of the channel for each connection to be established, and
- the decision to effect either intra-cell or inter-cell handover and the initiation thereof.

The adaptor modules LM also act as interfaces between the DECT environments and the applications environments of the respective data terminals. The module LM thus responds to the network operating system (the LAN manager) resident in the data terminal in exactly the same manner as an Ethernet network adaptor by means of a Microsoft Network Driver Interface Specification standard interface.

Two critical requirements for the application of the DECT specifications in a local area network LAN are the need to use the spectral resources with maximum efficiency and the need to minimise the delay introduced by the DECT. In order to achieve both these objectives, it is necessary to use specific protocols.

Since the data traffic is characterised by short transactions interposed between long silences it is inconceivable to keep the connections between the user stations and the radio bases open permanently since they would be massively underused. The radio connections are therefore established in the network only when there are data to transmit and are closed during periods of inactivity in order to free radio channels for use by other users.

For this purpose, the main processor 50 of each module LM is programmed to operate in the following manner.

Each time data are admitted to the buffer memory 55 for transmission by means of the associated mobile radio module MRM, the main microprocessor 50 sets up a radio connection by means of the microprocessor 51 (with a radio base determined in the manner which will be described below and with the use of slots of a channel or frequency determined in the manner which will also be described below). The radio connection thus opened is maintained throughout the time necessary for the transmission of the data in the memory 55. After the data have been transmitted the radio connection is not closed immediately but is kept open for a predetermined period of time. Conveniently, the main microprocessor 50 is arranged to process a short-term statistic relating to the communications traffic of the data terminal (for example, over a period of half an hour or an hour). The radio connection opened for the transmission of data is then closed with a delay after the moment at which the transmission of data is completed, the delay being determined adaptively on the basis of the mean traffic which has affected the data terminal. This reduces useless periods since, in many cases, it is not necessary to reopen the radio connection when a further flow of data arrives for transmission.

In order to select the radio base with which to establish the connection, each user station adaptor module LM operates in the following manner.

In accordance with the DECT standard, the main microprocessor 50 of the adaptor (LM) of each user

station is arranged cyclically to scan all the slots of all the channels by means of the associated mobile radio module MRM in order to detect the level of the signal emitted by each fixed radio base RB in each slot for each channel or frequency. On the basis of the levels of the signals thus detected, the microprocessor 50 can establish which is the nearest fixed radio base RB. The processor is also arranged, during the scanning, to decode the signals indicative, for each slot, of the radio base RB which is (possibly) active.

By virtue of this "mapping", in order to transmit data, the main processor 50 of the device LM of each user terminal can select the nearest radio base of which not all the slots are occupied at the time in question.

This procedure avoids futile attempts to establish a radio connection with a radio base which, although it is the nearest, is fully occupied at the time in question.

In accordance with the DECT standard, the baseband processors BBP of the concentrator device MC are arranged to scan the channels or frequencies $f_1 - f_{10}$ cyclically by means of the associated radio bases RB. In particular, the scanning takes place in synchronism with the cyclical scanning effected by the devices LM of the user terminals. Moreover, the main processors 50 of the interface adaptor modules LM are arranged to carry out the scanning one channel in advance. In other words, if, in the course of their scanning, the fixed radio bases RB are "interrogating" the channel or frequency f_i , at the same moment, the mobile radio modules are "interrogating" the channel or frequency f_{i+1} .

This minimises the time needed to establish a radio connection between a user terminal and a fixed radio base.

Conveniently, the main processors 50 of the interface adaptors LM of the user stations and the baseband processors BBP of the concentrator MC are arranged to carry out the DECT Multibearer and Asymmetric Connection procedures in order to determine in which slot to transmit.

The multibearer procedure enables several slots (bearers) to be assigned simultaneously to the connection associated with a single user station. The bandwidth available for a user station may thus be increased from, for example, 32 kb/s duplex (single bearer) up to (theoretically), for example, 384 kb/s duplex with all twelve pairs of slots (12 bearers) in use.

Since the traffic in a local area network is typically very asymmetrical with the need to have considerable bandwidths available in one direction in particular, the DECT specifications include mechanisms which enable the uplink and downlink slots of a connection to be used in a single direction. A connection of this type must form part of a multibearer connection in which at least one other connection remains duplex to provide a route for control data in the opposite direction. The result is that a user can access almost the whole of the bandwidth (352 kb/s) by occupying half of the slots as shown in Figure 4, which relates to an asymmetric multibearer connection (5, 1).

Finally, the software used in the network LAN

conveniently includes procedures for detecting and correcting errors in accordance with the DECT specifications. The specifications provide for, at the level 2 (MAC/DLC), some mechanisms which have been developed appropriately for this purpose, and the main characteristics of which are the following:

- the MAC provides a service defined as an "Ip" (a protected information channel) with a throughput of 25.6 kb/s per connection and an error factor of 10^{-5} ; this service is based on a retransmission mechanism which is quick and simple by virtue of the use of a single window packet;
- the DLC (data link control) provides a service defined as "Frame Relay" which protects the data against any errors introduced during handover and connection changes and against residual errors of the Ip channel.

Naturally, the principle of the invention remaining the same, the forms of embodiment and details of construction may be varied widely with respect to those described and illustrated purely by way of non-limiting example, without thereby departing from the scope of the present invention.

CLAIMS

1. A cordless local area network (LAN) for enabling data to be communicated by radio between a plurality of user stations (T) each comprising a respective data terminal (PC), by means of a fixed central control device (C), in accordance with the DECT standard,

characterised in that the data terminal (PC) of each user station (T) is associated with:

- a mobile radio transmitter/receiver module (MRM) which is separate and distinct from the data terminal (PC), and

- a microprocessor adaptor device (LM) for acting as an interface between the data terminal (PC) and the associated mobile radio module (MRM), the adaptor being incorporated physically in the data terminal (PC) and connected to the mobile radio module (MRM) by a flexible multicore cable (CC),

and in that the central control device (C) includes:

- a multiplicity of radio modules or bases (RB) for installation in respective predetermined fixed positions and for transmitting/receiving packets of data to/from the mobile radio module (MRM) of one or more user stations (T), and

- a microprocessor concentrator (MC) which is intended to be installed in a fixed position and to be connected, by connecting lines (L), to the fixed radio bases (RB) and which is programmed to control the

communications between the user stations (T) by means of the radio bases (RB), according to predetermined procedures and protocols.

2. A local area network according to Claim 1, in which each data terminal (PC) includes a data bus (DB), the network being characterised in that the microprocessor adaptor (LM) associated with each data terminal (PC) includes:

- means (51-58) for activating/de-activating the radio connection,

- a buffer memory (55), and

- a main microprocessor (50) which is connected to the data bus (DB) of the data terminal (PC), to the buffer memory (55), and to the means (51-58) for activating/de-activating the radio connection, the main microprocessor (50) being arranged:

to control the exchange of data with the data terminal (PC) in a predetermined manner,

to admit to the buffer memory (55) the data which are to be transmitted by the associated mobile radio module (MRM), and

to pilot the activating/de-activating means (51-58) in a manner such as to activate a radio connection each time data are stored in the memory (55) and to keep the radio connection open for a predetermined period of time after the transmission of the data in the memory (55) has been completed.

3. A local area network according to Claim 2, characterised in that the main microprocessor (50) is arranged to pilot the activating/de-activating means (51, 57, 58) in a manner such that, upon completion of the transmission of the data in the memory (55), the radio link is kept open for a period of time which is determined adaptively on the basis of a communications traffic statistic relating to the data terminal (PC) and calculated over a predetermined period of time.

4. A local area network according to any one of the preceding claims in which, in accordance with the DECT standard, the radio communications between the mobile radio modules (MRM) and the fixed radio bases (RB) take place according to a mixed time and frequency multiplex system (TDM, FDM) on n channels or frequencies ($f_1 - f_{10}$) within a predetermined band with time cycles (frames) of predetermined duration, divided into a predetermined number ($2m$) of time slots, and in which the main microprocessor (50) of the adaptor (LM) of each user station (T) is arranged:

- to scan all the $2m \times n$ slots of all the n channels ($f_1 - f_{10}$) cyclically by means of the associated mobile radio module (MRM) and to detect the level of the signal emitted by each fixed radio base (RB) in each slot for each channel or frequency and thus to determine which radio base (RB) is nearest the user station (T),

the network being characterised in that the main microprocessor (50) is also arranged, during the scanning, to decode the signals indicative of the radio base (RB) which is (possibly) active in each slot and to select - in order to transmit data - the nearest

radio base (RB) for which not all the slots are occupied.

5. A local area network according to any one of the preceding claims, characterised in that the concentrator device (MC) includes a multiplicity of baseband processors (BBP) each of which is associated with and connected to a respective fixed radio base (RB) and is arranged to perform the functions up to level 2 of the hierarchy of DECT protocols.

6. A local area network according to Claim 5, characterised in that the baseband processors (BBP) are arranged to scan the transmission channels or frequencies ($f_1 - f_{10}$) cyclically, in accordance with a predetermined sequence, by means of the associated radio bases (RB), and in that the main processors (50) of the adaptors (LM) of the user stations (T) are arranged to scan the transmission channels or frequencies ($f_1 - f_{10}$) in synchronism with the baseband processors (BBP) but one channel in advance thereof.

7. A local area network according to any one of Claims 2 to 6, characterised in that the main processors (50) of the adaptors (LM) of the user stations (T) and the baseband processors (BBP) of the concentrator (MC) are arranged to effect the DECT multibearer and asymmetric connection procedures in order to determine the slots in which to transmit.

8. A local area network according to any one of the preceding claims, characterised in that the adaptor (LM) of each user station (T) is formed on a half-size format PC-AT circuit board.

9. A local area network according to one of Claims 5 to 8, characterised in that the baseband processors (BBP) are incorporated in the concentrator device (MC) and are supplied thereby.

10. A local area network according to any one of the preceding claims, characterised in that each mobile radio module (MRM) receives its electrical supply from the associated adaptor (LM) by means of the multicore cable (CC) which interconnects them.

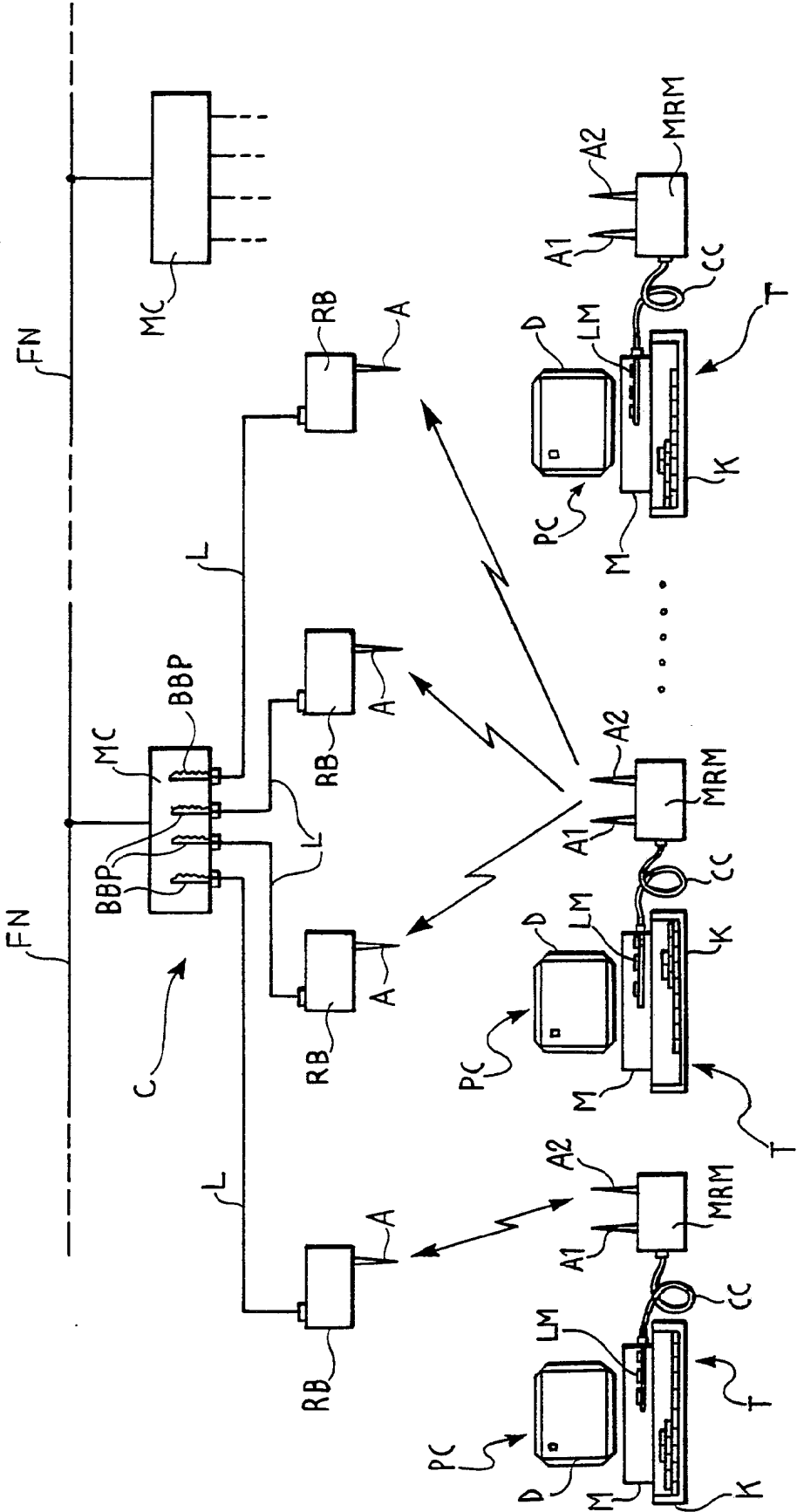
11. A local area network according to any one of the preceding claims, characterised in that each mobile radio module (MRM) has a pair of antennae (A1, A2) for achieving space "diversity".

12. A local area network according to Claim 11, characterised in that each fixed radio base (RB) has a single antenna (A).

13. A local area network according to any one of the preceding claims, characterised in that the concentrator (MC) can be connected to a fixed network (FN) such as an Ethernet or Token Ring network and can converse therewith.

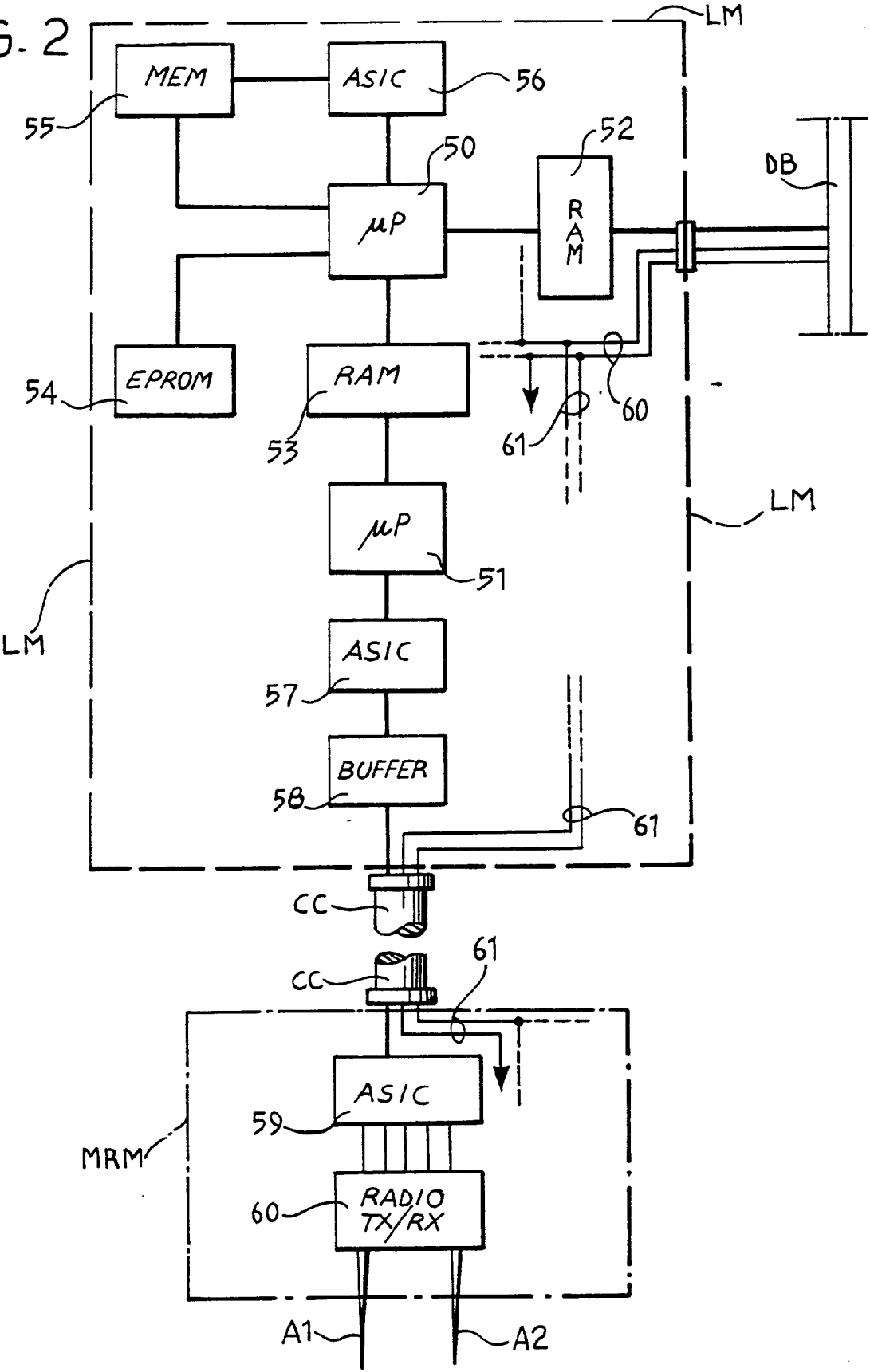
14. A local area network according to Claims 1 and 5, characterised in that the adaptors (LM) of the user stations (T) and the baseband processors (BBP) of the concentrator (MC) are formed by circuit boards which are identical from the hardware point of view but which are differentiated at the software level.

FIG. 1

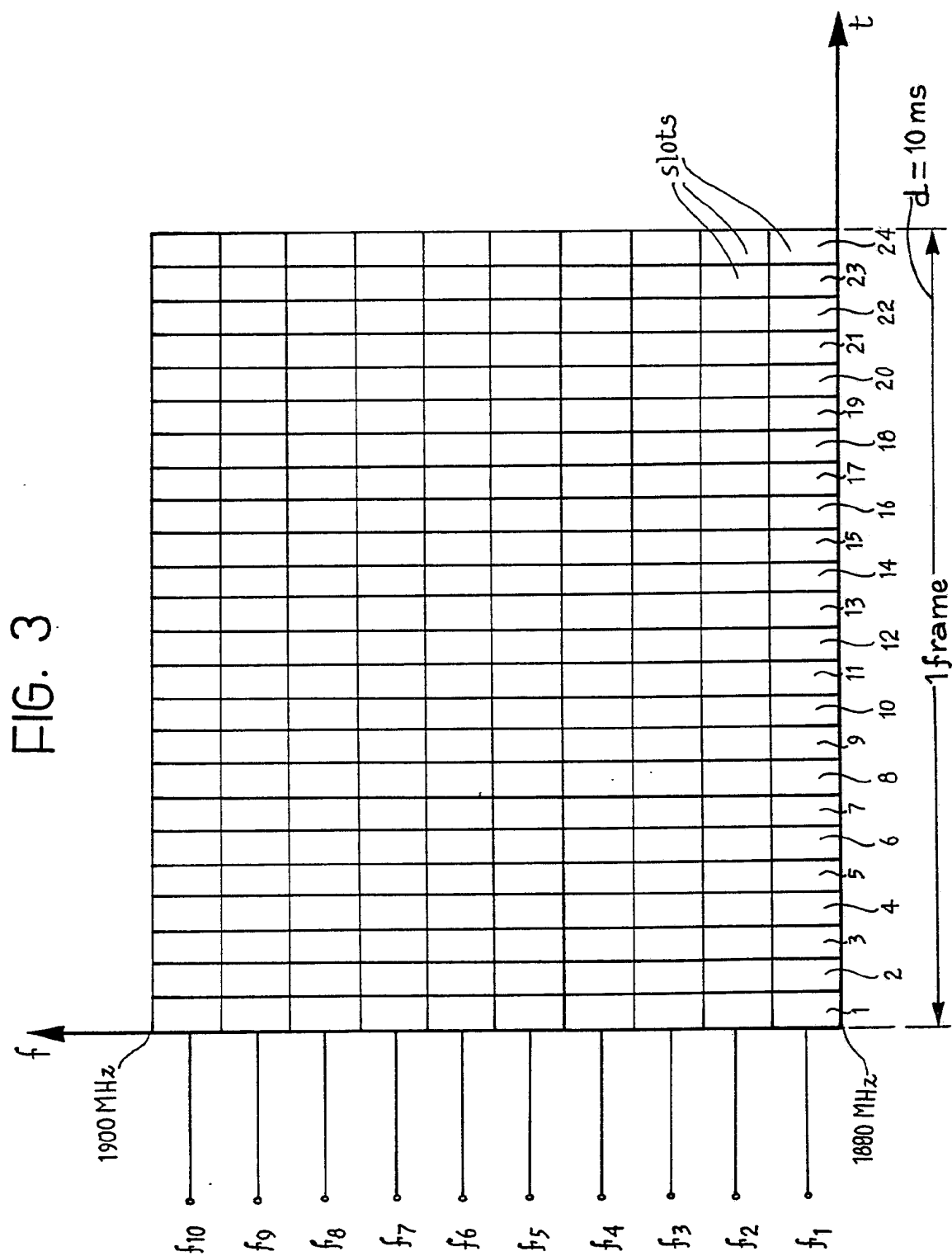


2/4

FIG. 2



3/4



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/EP 92/02230

I. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER (if several classification symbols apply, indicate all) ⁶ According to International Patent Classification (IPC) or to both National Classification and IPC IPC ⁵ : H 04 B 7/24, H 04 H 3/00, H 04 L 12/44																							
II. FIELDS SEARCHED <div style="text-align: center; border-top: 1px solid black; border-bottom: 1px solid black; margin: 5px 0;">Minimum Documentation Searched ⁷</div> <table style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <th style="width: 20%; border-bottom: 1px solid black;">Classification System</th> <th style="border-bottom: 1px solid black;">Classification Symbols</th> </tr> <tr> <td style="padding: 5px;">IPC⁵</td> <td style="padding: 5px;">H 04 B 1/00, H 04 B 9/00, H 04 J 3/00, H 04 L 11/00, H 04 L 12/00, H 04 N 5/00, H 04 Q 7/00</td> </tr> </table> <div style="text-align: center; border-top: 1px solid black; border-bottom: 1px solid black; margin: 5px 0;">Documentation Searched other than Minimum Documentation to the extent that such Documents are included in the Fields Searched ⁸</div>			Classification System	Classification Symbols	IPC ⁵	H 04 B 1/00, H 04 B 9/00, H 04 J 3/00, H 04 L 11/00, H 04 L 12/00, H 04 N 5/00, H 04 Q 7/00																	
Classification System	Classification Symbols																						
IPC ⁵	H 04 B 1/00, H 04 B 9/00, H 04 J 3/00, H 04 L 11/00, H 04 L 12/00, H 04 N 5/00, H 04 Q 7/00																						
III. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT ⁹ <table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th style="width: 10%; border-bottom: 1px solid black;">Category ¹⁰</th> <th style="width: 70%; border-bottom: 1px solid black;">Citation of Document, ¹¹ with indication, where appropriate, of the relevant passages ¹²</th> <th style="width: 20%; border-bottom: 1px solid black;">Relevant to Claim No. ¹³</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td style="text-align: center; vertical-align: top; padding: 5px;">E</td> <td style="padding: 5px;">US, A, 5 079 628 (TOMIKAWA) 07 January 1992 (07.01.92), see abstract; fig. 9; claims 1,10,15,18-20.</td> <td style="text-align: center; vertical-align: top; padding: 5px;">1,11, 12</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center; vertical-align: top; padding: 5px;">P,A</td> <td style="text-align: center; vertical-align: top; padding: 5px;">--</td> <td style="text-align: center; vertical-align: top; padding: 5px;">2-10, 13-14</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center; vertical-align: top; padding: 5px;">X</td> <td style="padding: 5px;">EP, A2, 0 257 947 (ATT) 02 March 1988 (02.03.88), see abstract; fig. 1; claims 1-4,7,8.</td> <td style="text-align: center; vertical-align: top; padding: 5px;">1,11, 12</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center; vertical-align: top; padding: 5px;">A</td> <td style="text-align: center; vertical-align: top; padding: 5px;">--</td> <td style="text-align: center; vertical-align: top; padding: 5px;">2-10, 13-14</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center; vertical-align: top; padding: 5px;">A</td> <td style="padding: 5px;">US, A, 4 665 519 (KIRCHNER et al.) 12 May 1987 (12.05.87), see abstract; fig. 1-3; claims 1-8.</td> <td style="text-align: center; vertical-align: top; padding: 5px;">1-14</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center; vertical-align: top; padding: 5px;">A</td> <td style="padding: 5px;">GB, A, 2 125 257 (PLESSEY) 29 February 1984 (29.02.84), see abstract; claims 1-3.</td> <td style="text-align: center; vertical-align: top; padding: 5px;">1-14</td> </tr> </tbody> </table>			Category ¹⁰	Citation of Document, ¹¹ with indication, where appropriate, of the relevant passages ¹²	Relevant to Claim No. ¹³	E	US, A, 5 079 628 (TOMIKAWA) 07 January 1992 (07.01.92), see abstract; fig. 9; claims 1,10,15,18-20.	1,11, 12	P,A	--	2-10, 13-14	X	EP, A2, 0 257 947 (ATT) 02 March 1988 (02.03.88), see abstract; fig. 1; claims 1-4,7,8.	1,11, 12	A	--	2-10, 13-14	A	US, A, 4 665 519 (KIRCHNER et al.) 12 May 1987 (12.05.87), see abstract; fig. 1-3; claims 1-8.	1-14	A	GB, A, 2 125 257 (PLESSEY) 29 February 1984 (29.02.84), see abstract; claims 1-3.	1-14
Category ¹⁰	Citation of Document, ¹¹ with indication, where appropriate, of the relevant passages ¹²	Relevant to Claim No. ¹³																					
E	US, A, 5 079 628 (TOMIKAWA) 07 January 1992 (07.01.92), see abstract; fig. 9; claims 1,10,15,18-20.	1,11, 12																					
P,A	--	2-10, 13-14																					
X	EP, A2, 0 257 947 (ATT) 02 March 1988 (02.03.88), see abstract; fig. 1; claims 1-4,7,8.	1,11, 12																					
A	--	2-10, 13-14																					
A	US, A, 4 665 519 (KIRCHNER et al.) 12 May 1987 (12.05.87), see abstract; fig. 1-3; claims 1-8.	1-14																					
A	GB, A, 2 125 257 (PLESSEY) 29 February 1984 (29.02.84), see abstract; claims 1-3.	1-14																					
<div style="display: flex; justify-content: space-between;"> <div style="width: 45%;"> <p>¹⁴ Special categories of cited documents: ¹⁵</p> <p>"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance</p> <p>"E" earlier document but published on or after the international filing date</p> <p>"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)</p> <p>"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means</p> <p>"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed</p> </div> <div style="width: 45%;"> <p>"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention</p> <p>"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step</p> <p>"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art</p> <p>"Z" document member of the same patent family</p> </div> </div>																							
IV. CERTIFICATION <table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 50%; padding: 5px;"> Date of the Actual Completion of the International Search <div style="text-align: center;">28 December 1992</div> </td> <td style="width: 50%; padding: 5px;"> Date of Mailing of this International Search Report <div style="text-align: center;">15 JAN 1993</div> </td> </tr> <tr> <td style="width: 50%; padding: 5px;"> International Searching Authority <div style="text-align: center;">EUROPEAN PATENT OFFICE</div> </td> <td style="width: 50%; padding: 5px;"> Signature of Authorized Officer <div style="text-align: center;">BLASL e.h.</div> </td> </tr> </table>			Date of the Actual Completion of the International Search <div style="text-align: center;">28 December 1992</div>	Date of Mailing of this International Search Report <div style="text-align: center;">15 JAN 1993</div>	International Searching Authority <div style="text-align: center;">EUROPEAN PATENT OFFICE</div>	Signature of Authorized Officer <div style="text-align: center;">BLASL e.h.</div>																	
Date of the Actual Completion of the International Search <div style="text-align: center;">28 December 1992</div>	Date of Mailing of this International Search Report <div style="text-align: center;">15 JAN 1993</div>																						
International Searching Authority <div style="text-align: center;">EUROPEAN PATENT OFFICE</div>	Signature of Authorized Officer <div style="text-align: center;">BLASL e.h.</div>																						

III. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT (CONTINUED FROM THE SECOND SHEET)		
Category *	Citation of Document, " with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to Claim No.
A	<p style="text-align: center;">--</p> <p>DE, A1, 3 716 318 (BTS) 24 November 1988 (24.11.88), see abstract; claims 1,2,7-9.</p> <p style="text-align: center;">----</p>	1-14

ANHANG

zum internationalen Recherchen-
bericht über die internationale
Patentanmeldung Nr.

ANNEX

to the International Search
Report to the International Patent
Application No.

ANNEXE

au rapport de recherche inter-
national relatif à la demande de brevet
international n°

PCT/EP 92/02230 SAE 64827

In diesem Anhang sind die Mitglieder
der Patentfamilien der im obenge-
nannten internationalen Recherchenbericht
angeführten Patentdokumente angegeben.
Diese Angaben dienen nur zur Unter-
richtung und erfolgen ohne Gewähr.

This Annex lists the patent family
members relating to the patent documents
cited in the above-mentioned inter-
national search report. The Office is
in no way liable for these particulars
which are given merely for the purpose
of information.

La présente annexe indique les
membres de la famille de brevets
relatifs aux documents de brevets cités
dans le rapport de recherche inter-
national visée ci-dessus. Les renseigne-
ments fournis sont donnés à titre indica-
tif et n'engagent pas la responsabilité
de l'Office.

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument Patent document cited in search report Document de brevet cité dans le rapport de recherche	Datum der Veröffentlichung Publication date Date de publication	Mitglied(er) der Patentfamilie Patent family member(s) Membre(s) de la famille de brevets	Datum der Veröffentlichung Publication date Date de publication
US A 5079628	07-01-92	JP A2 2060252 JP A2 1174124	28-02-90 10-07-89
EP A2 257947	02-03-88	CA A1 1270304 EP A3 257947 JP A2 63060643 US A 4807222	12-06-90 02-05-90 16-03-88 21-02-89
US A 4665519	12-05-87	CA A1 1243730	25-10-88
GB A 2125257		AU A1 15474/83 DK A0 3565/83 DK A 3565/83 EP A2 100594 EP A3 100594 GB A1 2125257 GB B2 2125257 JP A2 59045743 NO A 832656 ZA A 8304246	09-02-84 01-08-83 05-02-84 15-02-84 13-11-85 29-02-84 26-03-86 14-03-84 06-02-84 28-03-84
DE A1 3716318	24-11-88	DE C2 3716318	14-08-91

Method and apparatus for utilizing channel state information in a wireless communication system

Publication number: TW230525 (B)
Publication date: 2005-04-01
Inventor(s): LING FUNYUN [US]; WALLACE MARK [US]; WALTON JAY R [US]; KETCHUM JOHN W [US]; HOWARD STEVEN J [US] +
Applicant(s): QUALCOMM INC [US] +
Classification:
- **international:** H04B7/04; H04B7/06; H04B7/08; H04J99/00; H04L1/00; H04L27/26; H04B7/04; H04B7/08; H04J99/00; H04L1/00; H04L27/26; (IPC1-7): H04B7/02; H04L1/02
- **European:** H04B7/04M1; H04B7/06C1F1C; H04B7/06C1F1Q; H04B7/08C4J2; H04B7/08S; H04L1/00A1M; H04L1/00A5; H04L1/00A9B; H04L25/02C1; H04L25/02C11A1; H04L25/02C11A5; H04L25/03B9
Application number: TW20020105077 20020318
Priority number(s): US20010816481 20010323

Abstract of TW 230525 (B)

Techniques for transmitting data from a transmitter unit to a receiver unit in a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system. In one method, at the receiver unit, a number of signals are received via a number of receive antennas, with the received signal from each receive antenna comprising a combination of one or more signals transmitted from the transmitter unit. The received signals are processed to derive channel state information (CSI) indicative of characteristics of a number of transmission channels used for data transmission. The CSI is transmitted back to the transmitter unit. At the transmitter unit, the CSI from the receiver unit is received and data for transmission to the receiver unit is processed based on the received CSI.



I230525

申請日期	91 3 18
案 號	91105077
類 別	H04L1/02, H04B7/02

A4
C4

(以上各欄由本局填註)

發 明 專 利 說 明 書		
新 型		
一、發明 名稱	中 文	用以於無線通信系統中使用頻道狀態資訊之方法及裝置
	英 文	"METHOD AND APPARATUS FOR UTILIZING CHANNEL STATE INFORMATION IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM"
二、發明人 創作人	姓 名	1. 林方永 FUYUN LING 2. 馬克 瓦勒斯 MARK WALLACE
	國 籍	均美國 U.S.A.
	住、居所	1. 美國加州聖地牙哥市摩豪斯大道5775號 5775 MOREHOUSE DRIVE SAN DIEGO, CALIFORNIA 92131, U.S.A. 2. 美國麻薩諸塞州貝佛市麥德巷4號 4 MADEL LANE, BEDFORD, MASSACHUSETTS 01730, U.S.A.
三、申請人	姓 名 (名稱)	美商奎康公司 QUALCOMM INCORPORATED
	國 籍	美國 U.S.A.
	住、居所 (事務所)	美國加州聖地牙哥市摩豪斯大道5775號 5775 MOREHOUSE DRIVE, SAN DIEGO, CALIFORNIA 92121-1714, U.S.A.
	代 表 人 姓 名	菲力普 R. 華德渥斯 PHILIP R. WADSWORTH

申請日期	
案 號	
類 別	

A4

C4

(以上各欄由本局填註)

發 明 專 利 說 明 書		
一、發明 名稱	中 文	
	英 文	
二、發明 創作人	姓 名	3.傑伊 R. 瓦頓 JAY R. WALTON 5.史帝芬 J. 郝華德 STEVEN J. HOWARD 4.約翰 W. 凱奇 JOHN W. KETCHUM
	國 籍	均美國 U.S.A.
三、申請人	住、居所	3.美國麻薩諸塞州西佛市里奇武德路7號 7 LEDGEWOOD DRIVE, WESTFORD, MASSACHUSETTS 01886, U.S.A. 4.美國麻薩諸塞州哈佛市甜莓巷37號 37 CANDLEBERRY LANE, HARVARD, MASSACHUSETTS 01451, U.S.A. 5.美國麻薩諸塞州亞西蘭市賀奇路75號 75 HERITAGE AVENUE, ASHLAND, MASSACHUSETTS 01721, U.S.A.
	姓 名 (名 稱)	
	國 籍	
	住、居所 (事務所)	
	代 表 人 姓 名	

I230525

(由本局填寫)

承辦人代碼：

A6

大類：

B6

I P C 分類：

本案已向：

國（地區） 申請專利，申請日期： 案號： ， ☐有 ☐無主張優先權

美國 2001年03月23日 09/816,481 ☒有 ☐無主張優先權

有關微生物已寄存於： 寄存日期： ，寄存號碼：

五、發明說明 (1)

發明背景

範疇

本發明概括地說明資料通信；更特定言之，本發明說明一種用以利用(完全或部分)頻道狀態資訊改良一個無線通信系統性能之新穎和改良式方法及裝置。

背景

廣泛地部署無線通信系統以提供各種不同的通信型式(像是聲音、資料...等等)。該等系統可以劃碼多向接近(CDMA)、劃時多向接近(TDMA)、直交分頻調變(OFDM)或其它的調變技藝為基礎。OFDM系統可使某些頻道環境具有高性能。

於一個陸地通信系統(例如一個蜂巢式系統、一個廣播系統、一個多頻道多點分配系統(MMDS)...等等)中，一個發送器單元中的一個射頻(RF)調變之信號可經由若干條傳輸路徑抵達一個接收器單元。該等傳輸路徑的特徵典型地基於若干因素(像是衰退和多路徑)而隨時間改變。

可利用多條傳輸和接收天線藉以"提供多樣性以防備不利的路徑效應"和"改良性能"。如該等傳輸和接收天線之間的傳輸路徑為線性獨立的(即未將一條路徑上的一個傳輸作成該等其它路徑上之傳輸的一個線性組合；一般來說，該等傳輸路徑就某個程度而言係線性獨立的)時，則正確接收一個傳輸之信號的可能性將隨著天線數的增加而提高。大體而言，將隨著傳輸和接收天線數的增加而增進多樣性及改良性能。

五、發明說明 (2)

一個多輸入多輸出(MIMO)通信系統使用多條(N_T 條)傳輸天線和多條(N_R 條)接收天線傳輸資料。可將一個MIMO頻道分解成 N_C 個獨立的頻道，其中 $N_C \leq \min\{N_T, N_R\}$ 。亦將該等每一個獨立的頻道意指為該MIMO頻道的一個空間副頻道，其相對應至一個維數。如利用該等多條傳輸和接收天線所產生的附加 dimensionality 時，則該MIMO系統可改良性能。

因此，該技藝需要"利用頻道狀態資訊(CSI)取得一個MIMO系統所產生之附加 dimensionality 的優勢、進而改良系統性能"之方法。

發明概要

本發明的觀點係提供技藝用以"處理一個多輸入多輸出(MIMO)通信系統中收到的信號、以回復傳輸之信號"和"評估一個MIMO頻道的特徵"。可利用種種接收器處理計畫導出頻道狀態資訊(CSI)，以表示該等用於資料傳輸之傳輸頻道的特徵。接著，將該CSI回報給該發送器系統，及利用該CSI調整該信號處理(例如編碼、調變...等等)。以此方式，則可根據該等判定之頻道條件達成高性能。

本發明的一個特殊具體實施例提供一種用以於一個MIMO通信系統中將資料從一個發送器單元傳輸給一個接收器單元之方法。根據該方法，該接收器單元經由若干條接收天線接收若干個信號，其中該自每一條接收天線所收到的信號包括一個或多個傳輸自該發送器單元的信號組合。處理該等收到的信號(例如經由一個頻道關連矩陣反

五、發明說明 (3)

轉(CCMI)計畫、一個無偏差最小均方誤差(UMMSE)計畫、或其它的接收器處理計畫)以導出CSI，藉以表示若干用於資料傳輸之傳輸頻道的特徵。編碼該CSI，及將該CSI傳回給該發送器單元。該發送器單元接收該接收器單元中的CSI，及根據該收到的CSI處理傳輸給該接收器單元的資料。

該呈報之CSI可包含完全CSI或部分CSI。完全CSI包含所有成對傳輸/接收天線之間該傳播路徑其充分的全頻寬特徵描述(例如該可用頻寬上的振幅和相位)。部分CSI可包含例如該等傳輸頻道的信號/雜訊比(SNR)。可於該發送器單元上根據該每一個傳輸頻道的SNR評估編碼該每一個傳輸頻道的資料，及可根據一個依照該SNR評估所選取的調變計畫調變該每一個傳輸頻道的編碼資料。就完全CSI處理而言，亦在根據該收到的CSI執行傳輸之前、先預處理該等調變符號。

本發明尚提供執行本發明其種種、具體實施例和特性之方法、系統及裝置，將於下更詳細地說明。

圖示簡單說明

從下面提出的詳述、連同該等圖示將顯見本發明的特性、性質及優點，其中於該等所有的圖示中，同樣的參考記號相對應地視為同等，及其中：

圖1，為一個能夠執行本發明種種觀點和具體實施例之多輸入多輸出(MIMO)通信系統的圖示；

圖2A和2B，為一個能夠分別執行部分CSI處理和完全

五、發明說明(4)

CSI處理之MIMO發送器系統其一個具體實施例的方塊圖；

圖3，為一個利用直交分頻調變(OFDM)之MIMO發送器系統其一個具體實施例的方塊圖；

圖4，為一個能夠就不同傳輸型式提供不同的處理、且同樣使用OFDM之MIMO發送器系統其一部分的方塊圖；

圖5和圖6，為一個具有多條(N_R 條)接收天線、且能夠分別根據一種頻道關連矩陣反轉(CCMI)技藝和一種無偏差最小均方誤差(UMMSE)處理一個資料傳輸之接收器系統其兩個具體實施例的方塊圖；

圖7A，說明該MIMO系統就三種接收器處理技藝和不同的SNR值之平均生產率；及

圖7B，說明該等三種根據該資料平面圖而產生之接收器處理技藝的累加機率分配函數(CDF)。

發明詳細說明

圖1為一個能夠執行本發明種種觀點和具體實施例之多輸入多輸出(MIMO)通信系統100的圖示。系統100包含一與一第二個系統150通信之第一個系統110。可運作系統100以利用一個天線、頻率及暫時多樣性(於下說明)的組合增加光譜效能、改良性能及增強彈性。一方面，可運作系統150以根據該呈報之CSI調整欲傳輸之資料的處理(例如編碼和調變)。

於系統110內，一個資料來源112將資料(即資訊位元)提供給一個傳輸(TX)資料處理器114，其中TX資料處理器114根據一個特殊的編碼計畫編碼該資料、根據一個特殊的交

五、發明說明(5)

錯計畫插入(即重新安排)該編碼後資料、及將該等插入的位元映射到一個或多個用以傳輸該資料之傳輸頻道的調變符號中。該編碼增加了該資料傳輸的可靠度。該交錯提供時間多樣性給該等編碼位元、准許根據該等用於該資料傳輸之傳輸頻道的一個平均信號/雜訊比(SNR)傳輸該資料、對付衰退、及更進一步移除用以形成每一個調變符號之編碼位元間的關連。當藉由多個頻率副頻道傳輸該等編碼位元時，則該交錯尚可提供頻率多樣性。根據本發明的一個觀點，係根據系統110可利用的完全CSI或部分CSI執行編碼、交錯及符號映射(或前述三者的一個組合)，如圖1中所示。

可根據許多計畫於發送器系統110上執行編碼、交錯及符號映射。於2001年2月1日提出之美國專利申請案序號09/776,073、定名為"一個無線通信系統之編碼計畫"中說明一種特殊的計畫，其中指定給本申請案的受讓人，及以引用的方式併入本文中。

MIMO系統100同時在該通信鏈結的傳輸端和接收端使用多條天線。可利用該等傳輸和接收天線提供不同的空間多樣性形式，包含傳輸多樣性和接收多樣性。空間多樣性的特徵為使用多條傳輸天線和一條或多條接收天線。傳輸多樣性的特徵為藉由多條傳輸天線傳輸資料。典型地說，當自該等傳輸天線傳輸該資料時，則執行附加處理、以達成該希望的多樣性。例如，可及時延遲或重新安排該傳輸自不同傳輸天線的資料、可藉由該等可利用的傳輸天線編碼

五、發明說明 (6)

和插入該傳輸自不同傳輸天線的資料...等等。接收多樣性的特徵為在多條接收天線上接收該等傳輸之信號，且僅藉著經由不同的信號路徑接收該等信號以達成接收多樣性。

可以若干種不同的通信狀態(模式)運作系統100，其中每一種通信狀態均使用天線、頻率或暫時多樣性、或前述三者的一個組合。該等通信狀態可包含例如一種"多樣性"通信狀態和一種"MIMO"通信狀態。該多樣性通信狀態使用多樣性改良該通信鏈結的可靠度。於該多樣性通信狀態的一個公用應用(亦意指為一種"純"多樣性通信狀態)中，係將資料從所有可利用的傳輸天線中將資料傳輸給一種領受的接收器系統。當該等資料傳送率需求低的時、或當該SNR低的時、或當該等兩者都低的時，則可利用該等純多樣性通信狀態。該MIMO通信狀態在該通信鏈結的兩端均使用天線多樣性(即多條傳輸天線和多條接收天線)，且通常利用該MIMO通信狀態改良可靠度該通信鏈結的容量。該MIMO通信狀態尚可使用頻率和/或暫時多樣性、連同該天線多樣性。

系統100尚可利用直交分頻調變(OFDM)，以有效地將該作業頻率波段分成若干個(L個)頻率副頻道(即頻率貯藏箱)。可於每一個時間磁格(即一段可依存該頻率副頻道頻寬的特殊時間區間)在該等每一個頻率副頻道上傳輸一個調變符號。

可運作系統100以經由若干個傳輸頻道傳輸資料。如上提及，可將一個MIMO頻道分解成 N_c 個獨立的頻道，其中

五、發明說明(7)

$N_C \leq \min\{N_T, N_R\}$ 。亦將該等每一個獨立的頻道意指為該 MIMO 頻道的一個空間副頻道。就一個未利用 OFDM 的 MIMO 系統而言，僅可有一個頻率副頻道，且可將每一個空間副頻道意指為一個"傳輸頻道"。就一個利用 OFDM 的 MIMO 系統而言，可將每一個頻率副頻道的每一個空間副頻道意指為一個傳輸頻道。又就一個未以該 MIMO 通信狀態運作的 OFDM 系統而言，僅有一個空間副頻道，且可將每一個頻率副頻道意指為一個傳輸頻道。

如利用該等多條傳輸和接收天線所產生的附加 dimensionality 時，則一個 MIMO 系統可改良性能。雖然此未必要求需了解該發送器上的 CSI 時，但當該發送器具有 CSI(描寫從該等傳輸天線到該等接收天線的傳輸特徵)時，則可能增加系統的效率和性能。可將 CSI 類分為"完全 CSI"亦或"部分 CSI"。

完全 CSI 包含包含該 $N_T \times N_R$ MIMO 矩陣中每一對傳輸-接收天線之間該傳播路徑其整個系統頻寬上充分的特徵描述(例如該振幅和相位)。完全 CSI 處理意味著：(1)可在該發送器和該接收器上利用的頻道特徵描述；(2)該發送器計算該 MIMO 頻道的特徵模式(於下說明)、判定欲在該等特徵模式上傳輸的調變符號、線性地事先制約(過濾)該等調變符號、及傳輸該等事先制約的調變符號；及(3)該接收器根據該頻道特徵描述執行該線性傳輸處理的一個互補處理(例如空間匹配過濾)，以計算每一個傳輸頻道(即每一種特徵模式)所需的該等 N_C 個空間匹配過濾係數。完全 CSI 處

五、發明說明 (8)

理尚需根據該頻道的特徵值(於下說明)處理該每一個傳輸頻道的資料(例如選擇該等適當的編碼和調變計畫)，以導出該等調變符號。

部分CSI可包含例如該等傳輸頻道的信號/雜訊比(SNR)(即一個不具OFDM之MIMO系統其每一個空間副頻道的SNR；或一個具有OFDM之MIMO系統其每一個空間副頻道之每一個頻率副頻道的SNR)。部分CSI處理可意味著根據該頻道的SNR處理該每一個傳輸頻道的資料(例如選擇該等適當的編碼和調變計畫)。

參考圖1，一個TX MIMO處理器120接收和處理TX資料處理器114中的調變符號，以提供適合藉由該MIMO頻道傳輸的符號。TX MIMO處理器120所執行的處理係視使用完全CSI處理抑或部分CSI處理而定，將於下更詳細地說明。

就完全CSI處理而言，TX MIMO處理器120可將該等調變符號分工和事先制約。而就部分CSI處理而言，TX MIMO處理器120僅可將該等調變符號分工。將於下更詳細地說明該完全CSI MIMO處理和該部分CSI MIMO處理。就一個使用完全CSI處理、但未使用OFDM之MIMO系統而言，TX MIMO處理器120提供一個事先制約調變符號流給每一條傳輸天線，其中"一個事先制約調變符號/時間磁格"。每一個事先制約的調變符號為該等 N_c 個空間副頻道其於一個特定時間磁格上之 N_c 個調變符號的一個線性(和加權)組合。就一個使用完全CSI處理和OFDM之MIMO系統而言，TX MIMO處理器120提供一個事先制約調變符號向量流給

五、發明說明(9)

每一條傳輸天線，其中每一個向量包含一特定時間磁格上該等L個頻率副頻道其L個事先制約的調變符號。就一個使用部分CSI處理、但未使用OFDM之MIMO系統而言，TX MIMO處理器120提供一個調變符號流給每一條傳輸天線，其中"一個調變符號/時間磁格"。而就一個使用部分CSI處理和OFDM之MIMO系統而言，TX MIMO處理器120提供一個調變符號向量流給每一條傳輸天線，其中每一個向量包含一特定時間磁格上該等L個頻率副頻道的L個調變符號。就上述所有的事例而言，由一個個別的調變器(MOD) 122接收和調變每一個(無制約亦或事先制約的)調變符號流或每一個調變符號向量流，及經由一條相關的天線124傳輸該等每一個調變符號流或調變符號向量流。

於圖1中所示之具體實施例中，接收器系統150包含若干條接收天線152，其接收該等傳輸之信號和將該等收到的信號提供給個別的解調器(DEMOD) 154。每一個解調器154執行調變器122上所執行之處理的一個互補處理。將所有解調器154中該等解調變之符號提供給一個接收(RX) MIMO處理器156，及以一種下述之方式處理該等解調變之符號。繼之，將該等傳輸頻道中該等收到的調變符號提供給一個RX資料處理器158，其中RX資料處理器158執行TX資料處理器114其所執行之處理的一個互補處理。於一種特殊設計中，RX資料處理器158提供表示該等收到之調變符號的位元數值、deinterleave該等位元數值、及將該等deinterleave之數值解碼以產生解碼之位元、並接者將該等

五、發明說明 (10)

解碼之位元提供給一個資料槽 160。將該收到的符號 demap、deinterleave 及解碼與在發送器系統 110 上將該符號映射、插入及編碼成係互補的。將於下更詳細地說明接收器系統 150 的處理。

一個 MIMO 系統的空間副頻道(或更概括言之，一個具有或不具 OFDM 之 MIMO 系統中的傳輸頻道)典型地經歷不同的鏈結條件(例如不同的衰退和多路徑效應)，且可達到不同的 SNR。因此，該等每一個傳輸頻道的容量可為各自不同的。可由資訊位元傳送率(即每一個調變符號的資訊位元數)量化該容量，其中可在一個特殊的性能等級下、以該資訊位元傳送率在每一個傳輸頻道上傳輸。此外，該等鏈結條件典型地隨時間而變。從而該等傳輸頻道其支援之資訊位元傳送率亦隨時間而變。為了更完全地利用該等傳輸頻道的容量，故可判定(典型地在該接收器單元上判定)描寫該等鏈結條件的 CSI 和可將該 CSI 提供給該發送器單元，以便可相應地調整(或調適)該處理。本發明的觀點提供技藝判定 CSI 和利用(完全或部分)該 CSI 改良系統性能。

藉由部分 CSI 處理之 MIMO 發送器系統

圖 2A 為一個 MIMO 發送器系統 110a 其一個具體實施例之方塊圖，其為圖 1 中系統 100 其發送器部分的一個具體實施例。發送器系統 110a(未利用 OFDM)能夠根據接收器系統 150 所呈報的部分 CSI 調整其處理。系統 110a 包含：(1)一個接收和處理資訊位元、以提供調變符號之 TX 資料處理器 114a；及(2)一個將該等 N_T 條傳輸天線的調變符號分工之

五、發明說明 (11)

TX MIMO處理器 120a。

TX資料處理器 114a為圖 1 中TX資料處理器 114的一個具體實施例，其中亦可將其它許多落在本發明範疇內的設計用在TX資料處理器 114上。於圖 2A 中所示之特殊具體實施例中，TX資料處理器 114a包含一個編碼器 202、一個頻道交錯器 204、一個截孔器 206及一個符號映射元件 208。編碼器 202接收該等資訊位元，及根據一個特殊的編碼計畫編碼該等資訊位元、以提供編碼位元。頻道交錯器 204根據一個特殊的交錯計畫插入該等編碼位元，以提供多樣性。截孔器 206將該等零個或多個插入之編碼位元截孔，以提供該希望的編碼位元數。及符號映射元件 208將該等截孔之編碼位元映射到一個或多個用以傳輸該資料之傳輸頻道的調變符號中。

可藉由該等處理過的資訊位元編碼和多工化導引資料(已知形態的資料)，雖然為了簡化而未於圖 2A 中說明此。可於該等用以傳輸該等資訊位元的所有或部分傳輸頻道中傳輸(例如以一種劃時多工之方式傳輸)該等處理過的導引資料。如此項技藝中已知，該接收器可利用該導引資料執行頻道評估，將於下更詳細地說明。

如圖 2A 中所示，可根據接收器系統 150 所呈報的部分 CSI 調整該編碼和調變。於一個具體實施例中，藉由利用一個固定的基碼(例如一個速率 1/3 的 turbo 碼)和調整該截孔達成適合的編碼，以達成該希望的編碼速率，就如該用以傳輸資料之傳輸頻道其 SNR 所支援的編碼速率。或者，可根據

五、發明說明 (12)

該呈報之部分CSI(如進入區塊202中的虛線箭頭所示)利用不同的編碼計畫。例如，可藉由一個獨立編碼將該等每一個傳輸頻道編碼。藉由該編碼計畫，則可利用一個連續的"無效化/同等化和干擾取消"接收器處理計畫偵測和解碼該等資料流，以對該等傳輸之資料流導出一個更可靠的評估。P. W. Wolniansky等人於一篇定名為"V-釋放：一種用以於豐富分散化無線頻道上達成超高資料傳送率之結構"(會刊ISSSE-98、義大利比薩城)的論說中說明一種上述之接收器處理計畫，其中以引用的方式併入本文中。

就每一個傳輸頻道而言，可將符號映射元件208設計成非截孔編碼位元的群組集，以形成非二進位符號，及將該等非二進位符號映射到一個相對應至一選取給該傳輸頻道之特殊調變計畫(例如QPSK、M-PSK(相位移調變)、M-QAM(正交振幅調變)、或其它的計畫)上之信號星座中的點中。每一個映射點相對應至一個調變符號上。可傳輸給一個特殊性能等級(例如百分之一的封包錯誤率)之每一個調變符號的資訊位元總數係視該傳輸頻道的SNR而定。如是，可根據該呈報之部分CSI選擇每一個傳輸頻道的編碼計畫和調變計畫。亦可根據該呈報之部分CSI調整該頻道交錯(如進入區塊204中的虛線箭頭所示)。

表1列示種種可用於若干SNR範圍上的編碼速率和調變計畫組合。可利用任一種可能的編碼速率和調變計畫組合達成該每一個傳輸頻道其支援的位元傳送率。例如，可利用下面達成"一個資訊位元/符號"：(1)一個1/2的編碼速率

五、發明說明 (13)

與 QPSK 調變；(2)一個 1/3 的編碼速率與 8-PSK 調變；(3)一個 1/4 的編碼速率與 6-QAM，或其它的編碼速率和調變計畫組合。於表 1 中，利用 QPSK、16-QAM 及 64-QAM 係作為該等列示之 SNR 範圍。亦可利用其它落在本發明範疇內的調變計畫像是 8-PSK、32-QAM、128-QAM... 等等。

表 1

SNR 範圍	資訊位元數/符號	調變符號	編碼位元數/符號	編碼速率
1.5-4.4	1	QPSK	2	1/2
4.4-6.4	1.5	QPSK	2	3/4
6.4-8.35	2	16-QAM	4	1/2
8.35-10.4	2.5	16-QAM	4	5/8
10.4-12.3	3	16-QAM	4	3/4
12.3-14.15	3.5	64-QAM	6	7/12
14.15-15.55	4	64-QAM	6	2/3
15.55-17.35	4.5	64-QAM	6	3/4
> 17.35	5	64-QAM	6	5/6

將 TX 資料處理器 114a 中的調變符號提供給一個 TX MIMO 處理器 120a，其中 TX MIMO 處理器 120a 為圖 1 中 TX MIMO 處理器 120 的一個具體實施例。於 TX MIMO 處理器 120a 內，一個分工器 214 將該等收到的調變符號分工成若干個 (N_T 個) 調變符號流，其中利用每一條天線的一個流傳輸該等調變符號。將每一個調變符號流提供給一個個別的調變器 122。每一個調變器 122 將該等調變符號轉換成一個類比信號，且更進一步將該信號放大、過濾、正交調變及

五、發明說明 (14)

向上轉換，以產生一個適合藉由該無線鏈結傳輸之調變信號。

如該空間副頻道總數小於該可利用的傳輸天線總數時(即 $N_C < N_T$)，則可利用不同的計畫傳輸該資料。其中一種計畫係產生 N_C 個調變符號流，及於該等一部分可利用的傳輸天線(即 N_C 條傳輸天線)上傳輸該等產生之 N_C 個調變符號流。未利用該等剩餘的傳輸天線($(N_T - N_C)$ 條)傳輸該資料。另一種計畫係利用該等 $(N_T - N_C)$ 條額外的傳輸天線其所提供的附加自由度改良該資料傳輸的可靠性。就該計畫而言，可將每一個資料流編碼、儘可能地插入及藉由多條傳輸天線傳輸。使用多條傳輸天線傳輸一個資料將增加多樣性和提高可靠性，以預防不利的路徑效應。

具完全CSI處理之MIMO發送器系統

圖2B為一個能夠根據接收器系統150所呈報之完全CSI處理資料之MIMO發送器系統110b(未利用OFDM)其一個具體實施例之方塊圖。一個TX資料處理器114將該等資訊位元編碼、插入及符號映射，以產生調變符號。可根據該接收器系統所呈報之該可利用的完全CSI調整該編碼和調變，及可如上就MIMO發送器系統110a所作的說明執行該編碼和調變。

於一個TX MIMO處理器120b內，一個頻道MIMO處理器212將該等收到的調變符號分工成若干個(N_C 個)調變符號流，其中利用每一個空間副頻道的一個流(即特徵模式)傳輸該等調變符號。就完全CSI處理而言，頻道MIMO處理器

五、發明說明 (15)

212於每一個時間磁格事先制約該等 N_C 個調變符號，以產生 N_T 個制約之調變符號，如下：

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11}, & e_{12}, & \dots & e_{1N_C} \\ e_{21}, & e_{22}, & \dots & e_{2N_C} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{N_T1}, & e_{N_T2}, & \dots & e_{N_TN_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_C} \end{bmatrix} \quad \text{方程式(1)}$$

其中 b_1 、 b_2 、...及 b_{N_C} 分別為該等空間副頻道1、2...、 N_{N_C} 的調變符號及其中可利用例如M-PSK、M-QAM或其它的調變計畫產生該等 N_C 個調變符號的每一個調變符號；

e_{ij} 為一個與從該等傳輸天線到該等接收天線之傳輸特徵有關的特徵向量矩陣E的元件；及

x_1 、 x_2 、...、 x_{N_T} 為該等事先制約之調變符號，可表示成：

$$\begin{aligned} x_1 &= b_1 \cdot e_{11} + b_2 \cdot e_{12} + \dots + b_{N_C} \cdot e_{1N_C}, \\ x_2 &= b_1 \cdot e_{21} + b_2 \cdot e_{22} + \dots + b_{N_C} \cdot e_{2N_C}, \quad \text{及} \\ x_{N_T} &= b_1 \cdot e_{N_T1} + b_2 \cdot e_{N_T2} + \dots + b_{N_C} \cdot e_{N_TN_C}. \end{aligned}$$

可由該發送器計算該特徵向量矩陣E，或可由該接收器將該特徵向量矩陣E提供給該發送器。

就完全CSI處理而言，每一個給一條特殊傳輸天線的制約之調變符號 x_i 代表多達 N_C 個空間副頻道其(加權)調變符號的一個線性組合。該用於該每一個調變符號 x_i 上的調變計畫係以該特徵模式的有效SNR為基礎，且係與一個特徵值 λ_i 成比例(於下說明)。可使該等 N_C 個調變符號其每一個用以產生每一個事先制約之調變符號的調變符號與一個不

五、發明說明 (16)

同的信號星座相關聯。就每一個時間磁格而言，一個分工器 214 將頻道 MIMO 處理器 212 所產生的該等 N_T 個事先制約之調變符號分工，並提供給 N_T 個調變器 122。

可根據該等可利用的 CSI 和該等選取之傳輸天線執行該完全 CSI 處理。亦可選擇性和動態地致能和抑制該完全 CSI 處理。例如，可於一個特殊的資料傳輸時致能該完全 CSI 處理，且可於其它的資料傳輸時抑制該完全 CSI 處理。可於某些條件下致能該完全 CSI 處理，例如當該通信鏈結具有足夠的 SNR 時。

具 OFDM 之 MIMO 發送器系統

圖 3 為一個利用 OFDM 和能夠根據完全或部分 CSI 調整其處理之 MIMO 發送器系統 110c 其一個具體實施例之方塊圖。一個 TX 資料處理器 114 將該等資訊位元編碼、插入、截孔及符號映射，以產生調變符號。可根據該接收器系統所呈報之該可利用的完全或部分 CSI 調整該編碼和調變。就一個具有 OFDM 之 MIMO 系統而言，可於多個頻率副頻道上和可自多條傳輸天線傳輸該等調變符號。當以一種純 MIMO 通信狀態運作時，則該在每一個頻率副頻道上和自每一條傳輸天線的傳輸代表非備份資料。

於一個 MIMO 處理器 120c 內，一個分工器 (DEMUX) 310 接收該等調變符號，及將該等調變符號分工成若干個副頻道符號流 $S_1 \sim S_L$ 。利用每一個頻率副頻道的一個副頻道符號流傳輸該等符號。

就完全 CSI 處理而言，繼之將每一個副頻道符號流提供

五、發明說明 (17)

給一個個別的副頻道MIMO處理器312。每一個副頻道MIMO處理器312將該等收到的副頻道符號流分工成若干個(多達 N_C 個)符號支流，其中利用每一個空間副頻道有一個符號支流傳輸該等調變符號。就一個OFDM系統中的完全CSI處理而言，根據"每一個頻率副頻道"導出和應用該等特徵模式。如是，每一個副頻道MIMO處理器312根據方程式(1)事先制約多達 N_C 個調變符號，以產生事先制約之調變符號。一個特殊頻率副頻道其一條特殊傳輸天線的每一個事先制約之調變符號代表多達 N_C 個空間副頻道其(加權)調變符號的一個線性組合。

就完全CSI處理而言，一個個別的分工器314將每一個副頻道MIMO處理器312其於每一個時間磁格所產生的(多達) N_T 個事先制約之調變符號分工，並提供給(多達) N_T 個符號組合器316a~316t。例如，指定給頻率副頻道1的副頻道MIMO處理器312a可提供多達 N_T 個事先制約之調變符號給天線1~ N_T 的頻率副頻道1。同樣地，指定給頻率副頻道L的副頻道MIMO處理器312l可提供多達 N_T 個符號給天線1~ N_T 的頻率副頻道L。

又就部分CSI處理而言，一個個別的分工器314將每一個副頻道符號流S分工，並提供給(多達) N_T 個符號組合器316a~316t。就部分CSI處理而言，越過副頻道MIMO處理器312的處理。

每一個組合器316接收該等多達L個頻率副頻道的調變符號，將該等每一個時間磁格的符號組合至一個調變符號向

五、發明說明 (18)

量 V 中，及將該調變符號向量提供給該下一個處理階段(即調變器 122)。

如是，MIMO 處理器 120c 接收和處理該等調變符號，以提供 N_T 個調變符號向量 $V_1 \sim V_T$ ，其中每一條傳輸天線有一個調變符號向量。每一個調變符號向量 V 覆蓋一個單一的時間磁格，及使該調變符號向量 V 的每一個元件與一個具有一獨一無二、且於其上傳遞該調變符號之副載波之特殊頻率副頻道相關聯。如未以一種"純" MIMO 通信狀態運作時，則該等某些調變符號向量可於不同傳輸天線的特殊頻率副頻道上擁有備份或冗位資訊。

圖 3 亦就 OFDM 說明調變器 122 的一個具體實施例。將 MIMO 處理器 120c 中的調變符號向量 $V_1 \sim V_T$ 分別提供給調變器 122a~122t。於圖 3 中所示之具體實施例中，每一個調變器 122 包含一個反轉快速傅利葉轉換(IFFT) 320、循環前置產生器 322 及一個向上轉換器 324。

IFFT 320 利用 IFFT 將每一個收到的調變符號向量轉換成其時間領域表示(意指為一個 OFDM 符號)。可將 IFFT 320 設計成對任意個頻率副頻道(例如 8、16、32 個... 等等)執行該 IFFT。於一個具體實施例中，就每一個轉換成一個 OFDM 符號之調變符號向量而言，循環前置產生器 322 重複該 OFDM 符號其時間領域表示的一部分，以形成一條特殊傳輸天線的一個傳輸符號。該循環前置確保該傳輸符號在多路徑延遲傳播面前保留其直交特性，藉以改良性能、以預防不利的路徑效應。於此不詳述此項技藝中已知之 IFFT

五、發明說明 (19)

320和循環前置產生器322的執行。

接著，向上轉換324處理(例如轉換成一個類比信號、調變、放大及過濾)每一個循環前置產生器322中的時間領域表示(即該等每一條天線的傳輸符號)，以產生一個調變信號，並繼之經由個別的天線124傳輸該調變信號。

John A.C. Bingham於一篇定名為"資料傳輸之多載波調變：An Idea Whose Time Has Come"的論說(電子電機工程師協(IEEE)通信期刊，1990年5月)中更詳細地說明了OFDM調變，其中以引用的方式併入本文中。

一個通訊系統可傳輸若干不同的傳輸型式(例如聲音、打信號、資料、導引、...等等)。該等每一種傳輸可要求不同的處理。

圖4為一個能夠提供不同處理給不同傳輸型式、且亦使用OFDM之MIMO發送器系統110d其一部分之方塊圖。將該包含所有欲由系統110d傳輸之資訊位元的聚合輸入資料提供給一個分工器408。分工器408將該輸入資料分工成若干個(K個)頻道資料流 $B_1 \sim B_K$ 。每一個頻道資料流可相對應至例如一個打信號頻道、一個廣播頻道、一個語音呼叫、或一個封包資料傳輸上。將每一個頻道資料流提供給一個個別的TX資料處理器114，其中TX資料處理器114利用一個選取給頻道資料流的特殊編碼計畫編碼該資料、根據一個特殊的交錯計畫插入該等編碼後資料、及將該等插入的位元映射到一個或多個用以傳輸該頻道資料流之傳輸頻道的調變符號中。

五、發明說明 (20)

可根據"每一個傳輸"(即"每一個頻道資料流",如圖4中所示)執行該編碼。然而,亦可編碼一組頻率副頻道、一組空間副頻道、一組頻率副頻道與空間副頻道、每一個頻率副頻道上的該聚合輸入資料(如圖1中所示)、若干頻道資料流、一個頻道資料流的一部分,及亦可編碼每一個調變符號、或其它的時間、空間和頻率單位。

可於一個或多個頻率副頻道上和經由每一個頻率副頻道的一個或多個空間副頻道傳輸每一個TX資料處理器114中的調變符號流。一個TX MIMO處理器120d自TX資料處理器114中接收該等調變符號流。TX MIMO處理器120d可依照該每一個調變符號流欲使用的通信狀態將該調變符號流分工成若干個副頻道符號流。於圖4中所示之具體實施例中,於一個頻率副頻道上傳輸調變符號流 S_1 ,及於L個頻率副頻道上傳輸調變符號流 S_K 。一個個別的副頻道MIMO處理器412處理該每一個頻率副頻道的調變流,由分工器414分工該每一個調變流,及由組合器416組合該每一個調變流(例如以類似圖3中所述之方式組合)、以形成每一條傳輸天線的一個調變符號向量。

一般而言,一個發送器系統根據描寫頻道傳輸能力的資訊編碼和調變每一個傳輸頻道的資料。該資訊典型地係用上述完全CSI或部分CSI的形式。該接收器系統典型地判定該等用於資料傳輸之傳輸頻道的完全/部分CSI,及回報給該發送器系統。該發送器系統接著利用該資訊相應地調整該編碼和調變。該等於此所述之技藝可適用多個MIMO、

五、發明說明 (21)

OFDM或其它任何能夠支援多個平行傳輸頻道的通信計畫(例如一個CDMA計畫)所支援的平行傳輸頻道。

於2000年3月22日提出之美國專利申請案序號09/532,492、定名為"利用多載波調變之高效率、高性能通信系統"中更詳細地說明MIMO處理，其中指定給本申請案的受讓人，及以引用的方式併入本文中。

MIMO接收器系統

本發明的觀點提供技藝"處理一個MIMO系統中該等收到的信號、以回復該傳輸之資料"和"評估該MIMO頻道的特徵"。接著，可將該等評估之頻道特徵回報給該發送器系統和用以調整該信號處理(例如編碼、調變...等等)。以此方式、根據該等判定之頻道條件達成高性能。該等於此所述之接收器處理技藝包含一種頻道關連矩陣反轉(CCM)技藝、一種無偏差最小均方誤差(UMMSE)技藝及一種完全CSI技藝。將於下更詳細地說明上面所有的技藝。亦可利用其它落在本發明範疇內的接收器處理技藝。

圖1說明具有多條(N_R 條)接收天線和能夠處理一個資料傳輸之接收器系統150。每一條接收天線152a~152r自多達 N_T 條傳輸天線中接收該等傳輸之信號，及將該等傳輸之信號的路線定訂至一個個別的解調器(DEMOD) 154(亦意指為一個前端處理器)上。例如，接收天線152a可自若干傳輸天線中接收若干傳輸之信號；同樣地，接收天線152r可接收多個傳輸之信號。每一個解調器154制約(例如過濾和放大)該收到的信號，將該制約之信號向下轉換成一個中頻

五、發明說明 (22)

或基頻，及將該向下轉換之信號數位化。每一個解調器 154 尚可藉由一個收到的導引解調變該等數位化樣品，以產生收到的調變符號 其中將該等收到的調變符號提供給 RX MIMO 處理器 156。

如該資料傳輸係使用 OFDM，則每一個解調器 154 將另外執行圖 3 中所示之調變器 122 其所執行之處理的一個互補處理。於該事例中，每一個解調器 154 包含一個產生該等樣品其轉換表示和提供一個調變符號向量流之 FFT 處理器 (未顯示)，其中每一個向量包含 L 個頻率副頻道的 L 個調變符號。接著，將所有解調器其 FFT 處理器中的調變符號向量流提供給一個分工器/組合器 (圖 5 中未顯示)，其中該分工器/組合器先將該每一個 FFT 處理器中的調變符號向量流 " 頻道化 " 成若干個 (多達 L 個) 副頻道符號流。可接著將該等每一個副頻道符號流提供給一個個別的 RX MIMO 處理器 156。

就一個未利用 OFDM 之 MIMO 系統而言，可利用一個 RX MIMO 處理器 156 對該等 N_R 條收到之天線的調變符號執行該 MIMO 處理。又就一個利用 OFDM 之 MIMO 系統而言，可利用一個 RX MIMO 處理器 156 就該等 L 個用於資料傳輸之頻率副頻道的每一個頻率副頻道對該等 N_R 條收到之天線的調變符號執行該 MIMO 處理。

於一個具有 N_T 條傳輸天線和 N_R 條接收天線之 MIMO 系統中，可將該等 N_R 條接收天線其輸出端上收到的信號表示成：

五、發明說明 (23)

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$$

方程式(2)

其中 \mathbf{r} 為該收到的符號向量(即自該 MIMO 頻道中輸出的 $N_R \times 1$ 向量, 如於該等接受天線上測量的); \mathbf{H} 為於一特殊時間上產生該頻道回應給該等 N_T 條傳輸天線和 N_R 條接收天線的 $N_R \times N_T$ 頻道係數矩陣; \mathbf{x} 為該傳輸之符號向量(即輸入到該 MIMO 頻道中的 $N_T \times 1$ 向量); 及 \mathbf{n} 為一個代表 noise plus interference 之 $N_R \times 1$ 向量。該收到的符號向量 \mathbf{r} 包含於一特殊時間上經由 N_R 條接收天線所收到之 N_R 個信號的 N_R 個調變符號。同樣地, 該傳輸之符號向量 \mathbf{x} 包含於一特殊時間上經由 N_T 條傳輸天線所傳輸之 N_T 個信號中的 N_T 個調變符號。

利用 CCMI 技藝之 MIMO 接收器

就該 CCMI 技藝而言, 該接收器系首先對該收到的符號向量 \mathbf{r} 執行一個頻道匹配過濾作業, 其中可將該過濾之輸出表示成:

$$\mathbf{H}^H \mathbf{r} = \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{H}^H \mathbf{n}$$

方程式(3)

其中該註標 " H " 表示調換和複合共軛。可利用一個平方矩陣 \mathbf{R} 表示該頻道係數矩陣 \mathbf{H} 與其共軛調換 \mathbf{H}^H 的乘積(即 $\mathbf{R} = \mathbf{H}^H \mathbf{H}$)。

例如可從連同該資料一起傳輸的導引符號導出該頻道係數矩陣 \mathbf{H} 。為了執行最佳化接收和評估該等傳輸頻道的 SNR, 通常將某些已知的符號插入該傳輸資料流中和於一個或多個傳輸頻道上傳輸該等已知的符號係合宜的。亦將該等已知的符號意指為導引符號或導引信號。可於若干此

五、發明說明 (24)

項技藝可利用的論說中找到用以根據一個導引信號或該資料傳輸評估一個信號傳輸頻道之方法。F. Ling於一篇定名為"與應用參考-協助之一致CDMA通信之最佳化接收、性能界限及近路速率分析"(IEEE會報、1999年10月)中說明一種像這樣的頻道評估法。可將該頻道評估法或其它的頻道評估法擴增成矩陣形式，以導出該頻道係數矩陣H。

可以反轉R乘該信號向量 $H^H \mathbf{r}$ 以獲得該傳輸之符號向量 \mathbf{x} 的一個評估，其中可表示成：

$$\begin{aligned} \mathbf{x}' &= \mathbf{R}^{-1} H^H \mathbf{r} \\ &= \mathbf{x} + \mathbf{R}^{-1} H^H \mathbf{n} \\ &= \mathbf{x} + \mathbf{n}' \end{aligned} \quad \text{方程式(4)}$$

依照上面的方程式，將觀察到可藉由匹配過濾(即乘以該矩陣 H^H)該等收到的符號向量 \mathbf{r} 和繼之以該反轉平方矩陣 \mathbf{R}^{-1} 乘該過濾之結果、以回復該傳輸之符號向量 \mathbf{x} 。

可如下判定該等傳輸頻道的SNR首先根據該收到的信號計算該雜訊向量 \mathbf{n} 的自動關連矩陣 ϕ_{nn} 。一般而言， ϕ_{nn} 為一個Hermitian矩陣，即其為複合共軛對稱的如該頻道雜訊的元件為無關連的時，且如該等元件更進一步為獨立和同一分配(iid)的時，則可將該雜訊向量 \mathbf{n} 的自動關連矩陣 ϕ_{nn} 表示成：

$$\begin{aligned} \phi_{nn} &= \sigma_n^2 \mathbf{I}, \text{ 及} \\ \phi_{nn}^{-1} &= \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{I}, \end{aligned} \quad \text{方程式(5)}$$

其中 \mathbf{I} 為該恒等矩陣(即沿著該矩陣的對角線均為一；該矩陣中的其它部分則為零值)；及 σ_n^2 為該等收到之信號的雜

五、發明說明 (25)

訊變異數。可將該後處理雜訊向量 \mathbf{n}' 的自動關連矩陣 $\phi_{\mathbf{n}'\mathbf{n}'}$ (即於該匹配過濾和預先乘以該矩陣 \mathbf{R}^{-1} 之後) 表示成：

$$\begin{aligned}\phi_{\mathbf{n}'\mathbf{n}'} &= E[\mathbf{n}'\mathbf{n}'^H] \\ &= \sigma_n^2 \mathbf{R}^{-1}\end{aligned}\quad \text{方程式 (6)}$$

根據方程式 (6)，該後處理雜訊 \mathbf{n}' 其第 i 個元件的雜訊變異數 σ_n^2 等於 $\sigma_n^2 r_{ii}^{-1}$ ，其中 r_{ii} 為 \mathbf{R}^{-1} 的第 i 個對角線元件。就一個未利用 OFDM 之 MIMO 系統而言，該第 i 個元件代表該第 i 條接收天線。如利用 OFDM 時，則可將該註標 " i " 分解成一個註標 " jk "，其中 " j " 代表該第 j 個頻率副頻道，及 " k " 代表相對應至該第 k 條接收天線上的第 k 個空間副頻道。

就該 CCMI 技藝而言，可將該處理過之收到的符號向量其第 i 個元件 (即 \mathbf{x}' 的第 i 個元件) 的 SNR 表示成：

$$SNR_i = \frac{|\overline{x'_i}|^2}{\sigma_n^2} \quad \text{方程式 (7)}$$

如該第 i 個傳輸之符號 $\overline{|x'_i|}^2$ 的變異數平均等於一 (1.0) 時，則可將該接收符號向量的 SNR 表示成：

$$SNR_i = \frac{1}{r_{ii} \sigma_n^2} \quad \text{}$$

可藉由 $1/\sqrt{r_{ii}}$ 量化該收到之符號向量的第 i 個元件，以常態化該雜訊變異數。

可將該等 N_R 條接收天線中的量化信號加總起來，以形成一個組合之信號，其中可表示成：

$$x'_{total} = \sum_{i=1}^{N_R} \frac{x'_i}{r_{ii}} \quad \text{方程式 (8)}$$

五、發明說明 (26)

接著，該組合之信號的SNR"SNR_{total}"將有一個等於該等N_R條接收天線中其信號SNR總和之最大組合SNR。可將該組合之SNR表示成：

$$SNR_{total} = \sum_{i=1}^{N_R} SNR_i = \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{i=1}^{N_R} \frac{1}{r_{ii}} .$$

方程式(9)

圖5說明一個RX MIMO處理器156a之一個具體實施例，其能夠執行該上述的CCMI處理。於RX MIMO處理器156a內，一個多工器512將該等N_R條接收天線中的調變符號多工化，以形成一個收到之調變符號向量(**r**)流。可根據類似於傳統導引協助之單一和多載波系統的導引信號評估該頻道係數矩陣H，如此項技藝中已知的。接著，根據如上所示之R=H^HH計算該矩陣R繼之，一個匹配過濾器514過濾該等收到的調變符號向量**r**，其中以該共軛調換頻道係數矩陣H^H預先乘每一個向量**r**，如上方程式(3)中所示。另外，一個乘法器516以該反轉平方矩陣R⁻¹預先乘該等過濾之向量，以形成該傳輸之調變符號向量**x**的一個評估**x'**，如上方程式(4)中所示。

就某些通信狀態而言，可將該等所有天線中用於傳輸該頻道資料流的副頻道符號流提供給一個組合器518，其中組合器518將時間、空間及頻率的冗位資訊組合起來。接著，將該等組合之調變符號**x''**提供給RX資料處理器158。就其它某些通信狀態而言，可將該等頻估之調變符號**x'**直接提供給RX資料處理器158(圖5中未顯示)。

如是，RX MIMO處理器156a產生若干個相對應至該發

五、發明說明 (27)

送器系統上所利用之該等若干個傳輸頻道上的獨立符號流。每一個符號流包含後處理調變符號，其中該等後處理調變符號在該發送器系統的完全/部分CSI處理之前係相對應至該等調變符號上。接著，將該等(後處理)符號流提供給RX資料處理器158。

於RX資料處理器158內，將每一個後處理之調變符號的符號流提供給一個執行一解調變計畫(例如M-PSK、M-QAM)的個別解調變元件，其中該解調變計畫與該發送器系統用於處理該傳輸頻道的調變計畫互補。就該MIMO通信狀態而言，可繼之將該等所有指定之解調器中的解調變資料獨立地解碼；或可將該等所有指定之解調器中的解調變資料先多工化成一個頻道資料流再繼之將該頻道資料流解碼，端視該發送器單元所使用的編碼和調變方法而定。可接著將每一個頻道資料流提供給一個執行一解碼計畫的個別解碼器，中該解碼計畫與該發送器單元用於該頻道資料流的計畫互補。該每一個解碼器中的解碼資料代表該頻道資料流其傳輸之資料的一個評估。

亦將該等評估之調變符號 x' 和/或該等組合之調變符號 x'' 提供給一個CSI處理器520、以判定該等傳輸頻道的完全或部分CSI，及將該欲回報的完全/部分CSI提供給發送器系統110。例如，CSI處理器520可根據該收到的導引信號評估該第 i 個傳輸頻道的雜訊協方差矩陣 ϕ_{nn} ，及接著根據方程式(7)和(9)計算該SNR。類似於傳統導引協助之單一和多載波系統評估該SNR，如此項技藝中已知的。該等傳輸

五、發明說明 (28)

頻道的 SNR 包括回報給該發送器系統的部分 CSI。另外，將該等調變符號提供給一個頻道評估器 522 和一個矩陣處理器 524，以分別評估該頻道係數矩陣 H 和導出該平方矩陣 R。一個控制器 530 耦合至 RX MIMO 處理器 156a 和 RX 資料處理器 158 上，及指導該等單元的作業。

利用 UMMSE 技藝之 MIMO 接收器

就該 UMMSE 技藝而言，該接收器系統以一個矩陣 M 乘該收到的符號向量 \mathbf{r} ，以導出該傳輸之符號向量 \mathbf{x} 的一個啟始 MMSE 評估 $\hat{\mathbf{x}}$ ，其中可表示成：

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{M}\mathbf{r} \quad \text{方程式 (10)}$$

選取該矩陣 M，致使該啟始 MMSE 評估 $\hat{\mathbf{x}}$ 和該傳輸之符號向量 \mathbf{x} 間之誤差向量 \mathbf{e} 的均方誤差最小 (即 $\mathbf{e} = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}$)。

為了判定 M，可先將一個成本函數 ε 表示成：

$$\begin{aligned} \varepsilon &= E\{\mathbf{e}^H \mathbf{e}\} \\ &= E\{[\mathbf{r}^H \mathbf{M}^H - \mathbf{x}^H][\mathbf{M}\mathbf{r} - \mathbf{x}]\} \\ &= E\{[\mathbf{r}^H \mathbf{M}^H \mathbf{M}\mathbf{r} - 2\text{Re}[\mathbf{x}^H \mathbf{M}\mathbf{r}] + \mathbf{x}^H \mathbf{x}]\} \end{aligned}$$

為了使該成本函數 ε 最小化，可就 M 獲得該成本函數的一個導函數，及可將該結果設定成零，如下：

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{M}} \varepsilon = 2(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})\mathbf{M}^H - 2\mathbf{H} = \mathbf{0}.$$

利用該等等式 $E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\} = \mathbf{I}$ 、 $E\{\mathbf{r}\mathbf{r}^H\} = \mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn}$ 及 $E\{\mathbf{r}\mathbf{x}^H\} = \mathbf{H}$ 獲得下面：

$$2(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})\mathbf{M}^H = 2\mathbf{H}$$

如是，可將該矩陣 M 表示成：

五、發明說明 (29)

$$M = H^H (HH^H + \phi_{nn})^{-1} \quad \text{方程式 (11)}$$

可根據方程式(10)和(11)將該傳輸之符號向量 $\hat{\mathbf{x}}$ 的啟始MMSE評估判定成：

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}} &= M\mathbf{r} \\ &= H^H (HH^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{r} \end{aligned} \quad \text{方程式 (12)}$$

可先根據特定 \mathbf{x} 其平均在該加成雜訊上的平均值 $\hat{\mathbf{x}}$ 判定該信號元件，以判定在該UMMSE技藝下該等傳輸頻道的SNR，其中可表示成：

$$\begin{aligned} E[\hat{\mathbf{x}} | \mathbf{x}] &= E[M\mathbf{r} | \mathbf{x}] \\ &= H^H (HH^H + \phi_{nn})^{-1} E[\mathbf{r}] \\ &= H^H (HH^H + \phi_{nn})^{-1} H\mathbf{x} \\ &= V\mathbf{x} \end{aligned}$$

其中將該矩陣 V 定義成：

$$\begin{aligned} V &= \{v_{ij}\} \\ &= MH \\ &= H^H (HH^H + \phi_{nn})^{-1} H \end{aligned}$$

利用該恒等

$$(HH^H + \phi_{nn})^{-1} = \phi_{nn}^{-1} - \phi_{nn}^{-1} H (I + H^H \phi_{nn}^{-1} H)^{-1} H^H \phi_{nn}^{-1},$$

可將該矩陣 V 表示成：

$$V = H^H \phi_{nn}^{-1} H (I + H^H \phi_{nn}^{-1} H)^{-1}.$$

可將該啟始MMSE評估 $\hat{\mathbf{x}}$ ， \hat{x}_i 的第 i 個元件 x_i 表示成：

$$\hat{x}_i = v_{i1}x_1 + \dots + v_{ii}x_i + \dots + v_{iN_R}x_{N_R}. \quad \text{方程式 (13)}$$

如 $\hat{\mathbf{x}}$ 其所有的元件均無關連，且均具有零平均值時，則可將 $\hat{\mathbf{x}}$ 其第 i 個元件的期望值表示成：

$$E[\hat{x}_i | \mathbf{x}] = v_{ii}x_i. \quad \text{方程式 (14)}$$

五、發明說明 (30)

如方程式(14)中所示， \hat{x}_i 為 x_i 的一個偏差評估。可根據該 UMMSE 技藝消除該偏差，以改良接收器的性能。可將 x_i 除以 v_{ii} 以獲得 \hat{x}_i 的一個無偏差評估。如是，可如下以一個對角線矩陣 D_v^{-1} 預先乘該偏差評估 \hat{x} ，以獲得 x 的無偏差最小均方誤差 \tilde{x} ：

$$\tilde{x} = D_v^{-1} \hat{x}, \quad \text{方程式(15)}$$

其中

$$D_v^{-1} = \text{diag}(1/v_{11}, 1/v_{22}, \dots, 1/v_{N_R N_R}).$$

判定該 noise plus interference，可將該無偏差評估 \tilde{x} 該傳輸之符號向量 x 間的誤差 \hat{e} 表示成：

$$\begin{aligned} \hat{e} &= x - D_v^{-1} \hat{x} \\ &= x - D_v^{-1} H^H (H H^H + \phi_{nn})^{-1} r \end{aligned}$$

可將該誤差向量 \hat{e} 的自動關連矩陣表示成：

$$\begin{aligned} \phi_{\hat{e}\hat{e}} &\equiv U \equiv \{u_{ij}\} = E[\hat{e}\hat{e}^H] \\ &= I - D_v^{-1} H^H (H H^H + \phi_{nn})^{-1} H (I - \frac{1}{2} D_v^{-1}) - (I - \frac{1}{2} D_v^{-1}) H^H (H H^H + \phi_{nn})^{-1} H D_v^{-1}. \end{aligned}$$

該誤差向量 \hat{e} 其第 i 個元件的變異數等於 u_{ii} 。該誤差向量 \hat{e} 的元件係相關連的。然而，可利用充分的交錯致使能夠忽視該誤差向量 \hat{e} 其元件間的關連性，及使得僅只該變異數才會影響系統性能。

如該頻道雜訊的元件為無關連和 iid 的，則可如方程式(5)中所示表示該頻道雜訊的關連矩陣。於該事例中，可將該誤差向量 \hat{e} 的自動關連矩陣表示成：

$$\begin{aligned} \phi_{\hat{e}\hat{e}} &= I - D_x^{-1} [I - \sigma_n^2 (\sigma_n^2 I + R)^{-1}] (I - \frac{1}{2} D_x^{-1}) - (I - \frac{1}{2} D_x^{-1}) [I - \sigma_n^2 (\sigma_n^2 I + R)^{-1}] D_x^{-1} \\ &= U = \{u_{ij}\}. \end{aligned} \quad \text{方程式(16)}$$

五、發明說明 (31)

又如該頻道雜訊的元件為無關連的時，則

$$U = I - D_v^{-1} H^H (H H^H + \phi_{nn})^{-1} H (I - \frac{1}{2} D_v^{-1}) - (I - \frac{1}{2} D_v^{-1}) H^H (H H^H + \phi_{nn})^{-1} H D_v^{-1}. \quad \text{方程式 (17)}$$

可將該相對應至該第*i*個傳輸之符號上的解調器輸出的SNR表示成：

$$SNR_i = \frac{E[|x_i|^2]}{u_{ii}}. \quad \text{方程式 (18)}$$

如該等處理過的收到符號 x_i 之變異數 $\overline{|x_i|^2}$ 平均等於一(1.0)時則可將該接收符號向量的SNR表示成：

$$SNR_i = \frac{1}{u_{ii}}.$$

圖6說明一個RX MIMO處理器156b之一個具體實施例，其能夠執行該上述的UMMSE處理。與該CCMI方法類似，可先根據該等收到的導引信號和/或資料傳輸評估該等矩陣 H 和 ϕ_{nn} 。接著，根據方程式(11)計算該加權係數矩陣 M 。於RX MIMO處理器156b內，一個多工器612乘該等 N_R 條接收天線中的調變符號，以形成一個收到之調變符號向量(r)流。繼之，一個乘法器614以該矩陣 M 預先乘該等收到的調變符號向量 r ，以形成該傳輸之符號向量 x 的一個評估 \hat{x} ，如上方程式(10)中所示。另外，一個乘法器616以該對角線矩陣 D_v^{-1} 預先乘該評估 \hat{x} ，以形成該傳輸之符號向量 x 的一個無偏差評估 \tilde{x} ，如上方程式(15)中所示。

又可依照該正在執行的特殊通信狀態，而可將該等所有天線中用於傳輸該頻道資料流的副頻道符號流提供給一個組合器618，其中組合器618將時間、空間及頻率的冗位資訊組合起來。接著，將該等組合之調變符號 \tilde{x} 提供給RX

五、發明說明 (32)

資料處理器 158。又就其它某些通信狀態而言，可將該等頻估之調變符號 \tilde{x} 直接提供給RX資料處理器 158。

亦將該等無偏差評估之調變符號 \tilde{x} 和/或該等組合之調變符號 \tilde{x} 提供給一個CSI處理器 620，其中CSI處理器 620判定該等傳輸頻道的完全或部分CSI，及將該欲回報的完全/部分CSI提供給發送器系統 110。例如，CSI處理器 620可根據方程式(16)~(18)評估該第i個傳輸頻道的SNR。該等傳輸頻道的SNR包括回報給該發送器系統的部分CSI。方程式(11)中計算出來的該最佳化M應已使該誤差向量的基準減到最小。根據方程式(16)計算 D_v 。

利用完全CSI技藝之MIMO接收器

就該完全CSI技藝而言，可如上方程式(2)中所示將該等 N_R 條接收天線其輸出端上收到的信號表示成：

$$r = Hx + n。$$

可將該頻道矩陣與其共軛調換的乘積所形成之該Hermitian矩陣的特徵向量分解表示成：

$$H^H H = E \Lambda E^H，$$

其中E為該特徵向量矩陣；及 Λ 為一個特徵值對角線矩陣，其中E和 Λ 的維數均為 $N_T \times N_T$ 。該發送器事先利用該特徵向量矩陣E制約一組(N_T 個)調變符號(b)，如上方程式(1)中所示。如是，可將該等 N_T 條傳輸天線中該等傳輸(事先制約)之調變符號表示成：

$$x = Eb。$$

因 $H^H H$ 為Hermitian，故該特徵向量矩陣為一元的。如是，

五、發明說明 (33)

如該等元件 \mathbf{b} 具有相同的乘冪時，則該等元件 \mathbf{x} 亦具有相同的乘冪。接著，可將該收到的信號表示成：

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{E}\mathbf{b} + \mathbf{n} \quad \text{方程式 (19)}$$

該接收器執行一個頻道匹配過濾作業，並繼之乘上該等右特徵向量。該等頻道匹配過濾和乘法作業的結果為一個向量 \mathbf{z} ，其中可表示成：

$$\mathbf{z} = \mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{E} \mathbf{b} + \mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{n} = \Lambda \mathbf{b} + \mathbf{n}' \quad \text{方程式 (20)}$$

其中可將該新雜訊項的協方差表示成：

$$\mathbf{E}(\hat{\mathbf{n}}\hat{\mathbf{n}}^H) = \mathbf{E}(\mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{n} \mathbf{n}^H \mathbf{H} \mathbf{E}) = \mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{E} = \Lambda \quad \text{方程式 (21)}$$

即該等雜訊元件係與該等特徵值所產生的變異數無關。 \mathbf{z} 的第 i 個元件的 SNR 為 λ_i ，即 Λ 的第 i 個對角線元件。

於前述美國專利申請案序號 09/532,492 中更詳細地說明完全 CSI 處理。

亦可利用圖 5 中所示之接收器具體實施例執行該完全 CSI 技藝。匹配過濾器 514 過濾該等收到的調變符號向量 \mathbf{r} ，其中以該共軛調換頻道係數矩陣 \mathbf{H}^H 預先乘每一個向量 \mathbf{r} ，如上方程式 (20) 中所示。另外，乘法器 516 以該等右特徵向量 \mathbf{E}^H 預先乘該等過濾之向量，以形成該調變符號向量 \mathbf{b} 的一個評估 \mathbf{z} ，如上方程式 (20) 中所示。就該完全 CSI 技藝而言，將矩陣處理器 524 架構成提供該等右特徵向量 \mathbf{E}^H 。可如上述達成該隨後的處理(例如藉由組合器 518 和 RX 資料處理器 158)。

就該完全 CSI 技藝而言，該發送器單元可根據該特徵值所產生的 SNR 選擇一個編碼計畫和一個調變計畫(即一個

五、發明說明 (34)

信號星座)給該等每一個特徵向量。倘若該等頻道條件未明顯地變更該接收器測量該CSI與該發送器呈報和用以事先制約該傳輸間的時間區間時，則該通信系統的性能可能相當於一組具已知SNR之獨立AWGN頻道的性能。

將完全或部分CSI回報給該發送器系統

可利用該此中所述之部分CSI(例如CCMI或UMMSE)亦或完全CSI技藝獲得該等收到之信號的其每一個傳輸頻道的SNR。可接著經由一個反向頻道將該等傳輸頻道其判定之SNR回報給該發送器系統。藉由回饋該等傳輸頻道其傳輸之調變符號的SNR值(即每一個空間副頻道；且如使用OFDM時、則可能為每一個頻率副頻道)，則執行調適處理(例如調適編碼和調變)以改良該MIMO頻道的使用係可能的。就該等部分CSI回饋技藝而言，可於沒有完全的CSI下達成調適處理。就該等完全CSI回饋技藝而言，可將充分的資訊(不一定是該明確的特徵值和特徵模式)回饋給該發送器，以幫助計算該等每一個使用之頻率副頻道的特徵值和特徵模式。

就該CCMI技藝而言，將該等收到之調變符號的SNR值(例如於該第i個傳輸頻道上收到之符號的 $SNR_i = \overline{|x_i|^2} / \sigma_n^2$ 或 $SNR_i = 1/\sigma_n^2 h_{ii}$)回饋給該發送器。就該UMMSE技藝而言，將該等收到之調變符號(例如於該第i個傳輸頻道上收到之符號的 $SNR_i = E[|x_i|^2] / u_{ii}$ 或 $SNR_i = 1/u_{ii}$ ，其中如上方程式(16)和(17)中所示計算 u_{ii})的SNR值回饋給該發送器。又就該完全CSI技藝而言，可將該等收到之調變符號的SNR值(例如於

五、發明說明 (35)

該第*i*個傳輸頻道上收到之符號的 $SNR_i = \overline{|z_i|^2} / \sigma_n^2$ 或 $SNR_i = \lambda_{ii} / \sigma_n^2$ (其中 λ_{ii} 為該平方矩陣的特徵值)回饋給該發送器。就該完全CSI技藝而言，可更進一步判定該等特徵模式E，及將該等E回饋給該發送器。就該等部分和完全CSI技藝而言，該發送器系統利用該SNR調整該資料處理。又就該完全CSI技藝而言，其更進一步在傳輸該等調變符號之前、先利用該等特徵模式E事先制約該等調變符號。

可將該欲回報給該發送器的CSI全部、差別、或全部/差別地傳送。於一個具體實施例中，定期地呈報完全或部分CSI，及根據該先前傳輸之CSI傳送差別更新。如完全CSI的一個實例，該等更新可為該等呈報之特徵模式的更正(根據一個誤差信號)。典型地說，該等特徵值不像該等特徵模式一樣迅速地變更，故可以一個較低的速率更新該等特徵值。於另一個具體實施例中，僅當產生變更時(例如當該變更超過一個特殊閾時)才傳送該CSI，此可降低該回饋頻道的有效速率。如部分CSI的一個實例，僅將該等SNR變更時、才將該等SNR送回(例如差別地)。就一個OFDM系統(具有或不具MIMO)而言，可利用該頻率領域中的關連性准許減少該欲回饋的CSI量。如一個利用部分CSI之OFDM系統的一個實例，如該相對應至M個頻率副頻道其一個特殊空間副頻道上的SNR相同時，則可呈報該SNR、及當該條件為真的時之該第一個和該最後一個頻率副頻道。亦可利用其它用以減少該欲回饋給CSI之資料量、且落在本發明範疇內之壓縮和回饋頻道錯誤回復技

五、發明說明 (36)

藝。

往回參考圖 1，將 RX MIMO 處理器 156 所判定的完全或部分 CSI (例如頻道 SNR) 提供給一個 TX 資料處理器 162，其中 TX 資料處理器 162 處理該 CSI，及將處理過的資料提供給一個或多個調變器 154。調變器 154 更進一步制約該處理過的資料，及經由一個反向頻道將該 CSI 傳回給發送器系統 110。

於系統 110 上，天線 124 接收該傳輸之回饋信號 調變器 122 將該傳輸之回饋信號解調變，及將其提供給一個 RX 資料處理器 132。RX 資料處理器 132 執行 TX 資料處理器 162 所執行之處理的一個互補處理，及回復該呈報之完全/部分 CSI，繼之，將該回復之完全/部分 CSI 提供給 TX 資料處理器 114，及 TX MIMO 處理器 120 利用該回復之完全/部分 CSI 調整該處理。

發送器系統 110 可根據接收器系統 150 中的完全/部分 CSI (例如 SNR 資訊) 調整 (即調適) 其處理。例如，可調整該每一個傳輸頻道的編碼、使得該資訊位元傳送率與該頻道 SNR 所支援的傳輸能力匹配。此外，可根據該頻道 SNR 選擇該傳輸頻道的調變計畫。亦可於本發明的範疇內調整其它的處理 (例如交錯)。根據判定給該頻道的 SNR 調整每一個傳輸頻道的處理容許該 MIMO 系統達成高性能 (即一種特殊性能等級的高生產率或高位元傳送率)。可將該調適的處理應用到一個單載波 MIMO 系統或一個植基於多載波之 MIMO 系統 (例如一個利用 OFDM 之 MIMO 系統) 上。

五、發明說明(37)

可根據許多種技藝調整該發送器系統的編碼和其調變計畫的選擇，於前述的美國專利申請案序號09/776,073中說明其中一種技藝。

該等部分(例如CCMI和UMMSE)和完全CSI技藝為接收器處理技藝，其容許一個MIMO系統利用因使用多條傳輸和接收天線而產生的附加dimensionality，此為使用MIMO的一項主要優點。該等CCMI和UMMSE技藝可容許在每一個時間磁格傳輸該相同的調變符號總數，就如一個利用完全CSI之MIMO系統一樣。然而，亦可將其它落在本發明範疇內之接收器處理技藝、連同該等此中所述之完全/部分CSI回饋技藝一起使用。相仿地，圖5和6代表一個能夠處理一MIMO傳輸、判定該等傳輸頻道特徵(即該SNR)、及將完全或部分CSI回報給該發送器系統之接收器系統的兩個具體實施例。可慎思其它落在本發明範疇內之植基於該等此中提出之技藝的設計和接收器處理技藝。

當僅回饋該全部收到的信號SNR或根據該SNR評估之可達到的全面生產率時，則該發送器系統亦可在不調適處理的情況下以一種筆直的方式利用該部分CSI技藝(例如CCMI和UMMSE技藝)。於執行時，根據該收到的SNR評估或該評估之生產率判定一個調變格式，且所有的傳輸頻道均使用該相同的調變格式。該方法可減少全面的系統生產率，且亦可大大地減少藉由該反向鏈結所送回的資訊量。

可藉由使用本發明的完全/部分回饋技藝改良系統性能。可計算該具部分CSI回饋之系統生產率，及比較該系

五、發明說明 (38)

統生產率與該具完全CSI回饋的生產率。可將該系統生產率定義成：

$$C = \sum_{i=1}^{N_c} \log_2(1 + \gamma_i),$$

其中 γ_i 為部分CSI技藝其每一個收到之調變符號的SNR；或為該完全CSI技藝其每一個傳輸頻道的SNR。可將不同處理技藝的SNR概述如下：

$$\gamma_i = \frac{1}{\sigma_n^2 f_{ii}}, \quad \text{for the CCMI technique}$$

$$\gamma_i = \frac{1}{u_{ii}}, \quad \text{for the UMMSE technique, and}$$

$$\gamma_i = \frac{\lambda_{ii}}{\sigma_n^2}, \quad \text{for full CSI technique.}$$

圖7A和7B說明一個使用部分CSI和完全CSI回饋技藝之4x4 MIMO系統的性能。從電腦模擬獲得該等結果。於該模擬中，將每一個頻道係數矩陣H的元件模仿成"平均值=0"和"變異數=1"的獨立高斯隨機變數。就每一個計算而言，產生若干個隨機矩陣realization，及將該等realization其算出之生產率平均以產生該平均生產率。

圖7A說明該MIMO系統其在不同SNR值之完全CSI、部分CSI CCMI及部分CSI UMMSE技藝下的平均生產率。可從圖7A中察知，該部分CSI UMMS技藝的生產率於高SNR值時約為該完全CSI生產率的75%；且於低SNR值時近似該完全CSI的生產率。該部分CSI CCMI技藝的生產率於高SNR值時約為該部分CSI UMMSE技藝之生產率的75%~90%；且於低SNR值時約比該UMMSE的生產率少30%。

五、發明說明 (39)

圖 7B 說明根據該資料平面圖而產生之該等三種技藝的累加機率分配函數(CDF)。圖 7B 顯示就該 CCMI 技藝而言，當一個平均 SNR=16 分貝(dB)/傳輸頻道時則約有 5% 的情況其生產率會小於 "2 每秒位元/赫茲"。另一方面，於該相同的 SNR 下，該 UMMSE 技藝的生產率在所有的情況下均大於 "7.5 每秒位元/赫茲"。如是，該 UMMSE 技藝其運行中斷的機率可能比該 CCMI 技藝低。

可藉由一個或多個數位信號處理器(DSP)、特別應用積體電路(ASIC)、處理器、微處理器、控制器、微控制器、欄位可程式行列閘(FPGA)、可程式邏輯裝置、其它的電子設備、或以上任何組合執行該等發送器和接收器系統的元件。亦可藉由一個處理器上執行的軟體執行該等此中所述之某些功能和處理。

可藉由一個軟體和硬體的組合執行本發明的觀點。例如可根據一個處理器(圖 5 中的控制器 530 和圖 6 中的控制器 650)上執行的程式碼計算該等 CCMI 和 UMMSE 技藝的符號評估和導出該頻道 SNR。

提供先前對該等揭示之具體實施例的所作的說明，以致能熟諳此藝者實行或利用本發明。熟諳此藝者將即刻顯見到可對該等具體實施例作種種修正，且可在未脫離本發明的精髓或範疇下將此中定義的通用原則應用到其它的具體實施例上。如是，並不希望將本發明限制在此中所示之具體實施例上，而是希望本發明符合此中揭示之原則和新穎特性的最寬廣範疇。

四、中文發明摘要(發明之名稱： 用以於無線通信系統中使用頻道狀態資訊之方法及裝置)

用以於一個多輸入多輸出(MIMO)通信系統中將資料從一個發送器單元傳輸給一個接收器單元之技藝。其中一種方法係該接收器單元經由若干條接收天線接收若干個信號，其中該自每一條接收天線所收到的信號包括一個或多個傳輸自該發送器單元的信號組合。處理該等收到的信號、以導出頻道狀態資訊(CSI)，藉以表示若干用於資料傳輸之傳輸頻道的特徵。將該CSI傳回給該發送器單元。該發送器單元接收該接收器單元中的CSI，及根據該收到的CSI處理傳輸給該接收器單元的資料。

英文發明摘要(發明之名稱： "METHOD AND APPARATUS FOR UTILIZING CHANNEL STATE INFORMATION IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM")

Techniques for transmitting data from a transmitter unit to a receiver unit in a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system. In one method, at the receiver unit, a number of signals are received via a number of receive antennas, with the received signal from each receive antenna comprising a combination of one or more signals transmitted from the transmitter unit. The received signals are processed to derive channel state information (CSI) indicative of characteristics of a number of transmission channels used for data transmission. The CSI is transmitted back to the transmitter unit. At the transmitter unit, the CSI from the receiver unit is received and data for transmission to the receiver unit is processed based on the received CSI.

六、申請專利範圍

1. 一種用以於一個多輸入多輸出(MIMO)通信系統中將資料從一個發送器單元傳輸給一個接收器單元之方法，包括：

於該接收器單元方：

經由多條接收天線接收多個信號，其中該自每一條接收天線所收到的信號包括一個或多個傳輸自該發送器單元的信號組合；

處理該等收到的信號、以導出頻道狀態資訊(CSI)，藉以表示多個用於資料傳輸之傳輸頻道的特徵；及

將該CSI傳回給該發送器單元；及

於該發送器單元方：

接收該接收器單元中的CSI；及

根據該收到的CSI處理傳輸給該接收器單元的資料。

2. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該呈報之CSI包括該等每一個傳輸頻道的信號/雜訊比(SNR)評估。
3. 如申請專利範圍第2項之方法，其中該發送器單元上的處理包含：

根據每一個傳輸頻道的SNR評估編碼該每一個傳輸頻道的資料。

4. 如申請專利範圍第3項之方法，其中係根據每一個傳輸頻道的SNR評估獨立地編碼該每一個傳輸頻道的資料。
5. 如申請專利範圍第3項之方法：其中該編碼包含：

以一固定的基碼編碼該傳輸頻道的資料；及

根據該傳輸頻道的SNR評估調整編碼位元的截孔。

六、申請專利範圍

6. 如申請專利範圍第3項之方法，其中該發送器單元上的處理尚包含：

按照一根據該傳輸頻道其SNR評估而選取之調變計畫調變每一個傳輸頻道的編碼資料。

7. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該呈報之CSI包括該等多個傳輸頻道的特徵描述。
8. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該呈報之CSI指示該等多個傳輸頻道的特徵模式和特徵值。
9. 如申請專利範圍第8項之方法，其中該發送器單元上的處理包含：

根據該等特徵值編碼該等傳輸頻道的資料。

10. 如申請專利範圍第9項之方法，其中獨立地編碼該每一個傳輸頻道的資料。
11. 如申請專利範圍第9項之方法，其中該發送器單元上的處理尚包含：

按照根據該等特徵值而選取之調變計畫調變該等傳輸頻道的編碼資料，以提供調變符號。

12. 如申請專利範圍第11項之方法，其中該發送器單元上的處理尚包含：

於傳輸該等調變符號之前、先根據該等特徵模式事先制約該等調變符號。

13. 如申請專利範圍第1項之方法，其中自該接收器單元中傳輸該全部的CSI。
14. 如申請專利範圍第13項之方法，其中定期地自該接收器

六、申請專利範圍

單元中傳輸該全部的CSI，及其中於完全傳輸之間傳輸該等CSI更新。

15. 如申請專利範圍第1項之方法，其中當偵測到該等頻道特徵變更超過一個特殊閾時，則傳輸該CSI。
16. 如申請專利範圍第8項之方法，其中以不同的更新速率傳輸該指示該等特徵模式和特徵值之CSI。
17. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該接收器單元根據一個關連矩陣反轉(CDMI)處理導出該CSI。
18. 如申請專利範圍第17項之方法，其中該接收器單元上的CCMI處理包含：

處理該等收到的信號，以導出收到之調變符號；

根據一第一個矩陣過濾該等收到的調變符號，以提供過濾之調變符號，其中該第一個矩陣表示用於該資料傳輸之多條傳輸天線與該等多條接收天線之間的一頻道特徵評估；

以一第二個矩陣乘該等過濾之調變符號，以評估傳輸之調變符號；及

評估多個用於該資料傳輸之傳輸頻道的特徵。

19. 如申請專利範圍第18項之方法，尚包括：

根據一特殊的解調變計畫將該等調變符號評估解調變，以提供解調變符號。

20. 如申請專利範圍第19項之方法，尚包括：

根據一特殊的解碼計畫將該等解調變符號解碼。

21. 如申請專利範圍第18項之方法，尚包括：

六、申請專利範圍

組合冗位傳輸的調變符號評估，以提供組合之調變符號評估。

22. 如申請專利範圍第18項之方法，尚包括：

根據該等收到的調變符號導出一頻道係數矩陣；及

其中根據該頻道係數矩陣導出該第一個矩陣。

23. 如申請專利範圍第22項之方法，其中根據相對應至導引資料上之收到的調變符號導出該頻道係數矩陣。

24. 如申請專利範圍第18項之方法，其中該第二個矩陣為一個根據該第一個矩陣所導出之反轉平方矩陣。

25. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該接收器單元根據一個無偏差最小均方誤差(UMMSE)處理導出該CSI。

26. 如申請專利範圍第25項之方法，其中該UMMSE處理包含：

處理該等收到的信號，以導出收到之調變符號；

以一第一個矩陣M乘該等收到的調變符號，以評估傳輸之調變符號；

根據該收到的調變符號評估多個用於該資料傳輸之傳輸頻道的特徵；及

其中選擇該第一個矩陣M，使得該等調變符號評估與傳輸之調變符號間的一均方誤差減到最小。

27. 如申請專利範圍第26項之方法，尚包括：

以一第二個矩陣乘該等調變符號評估，以無偏差地評估該等傳輸之調變符號；及

其中根據該等無偏差之調變符號評估評估該等傳輸頻

六、申請專利範圍

道的特徵。

28. 如申請專利範圍第27項之方法，尚包括：

根據該等無偏差之調變符號評估導出該第一個矩陣M，及使該等無偏差之調變符號評估與該等傳輸之調變符號間的該均方誤差減到最小。

29. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該MIMO系統執行直交分頻調變(OFDM)。

30. 如申請專利範圍第29項之方法，其中就多個頻率副頻道的每一個頻率副頻道執行該收發器單元和該發送器單元上的處理。

31. 一種用以於一個多輸入多輸出(MIMO)通信系統中將資料從一個發送器單元傳輸給一個接收器單元之方法，包括：

於該接收器單元方：

經由多條接收天線接收多個信號，其中該自每一條接收天線所收到的信號包括一個或多個傳輸自該發送器單元的信號組合；

處理該等多個收到的信號，以評估傳輸自該發送器單元中之調變符號；

評估多個用於資料傳輸之傳輸頻道的信號/雜訊比(SNR)；及

將該等傳輸頻道的SNR評估傳回給該發送器單元；及

該發送器單元根據該等收到的SNR評估處理傳輸給該接收器單元的資料。

六、申請專利範圍

32. 如申請專利範圍第31項之方法，其中評估該等每一個傳輸頻道的SNR，及將該等每一個傳輸頻道的SNR評估傳回給該發送器單元。
33. 如申請專利範圍第31項之方法，尚包括：
於該接收器單元方：
導出該等多個用於資料傳輸之傳輸頻道的特徵描述；及
將該等特徵描述傳回給該發送器單元。
34. 如申請專利範圍第33項之方法，尚包括：
該發送器單元在將調變符號傳輸給該接收器單元之前、先根據該等多個傳輸頻道的特徵描述事先制約該等調變符號。
35. 如申請專利範圍第31項之方法，其中根據一個頻道關連矩陣反轉(CCMI)計畫處理該等收到的調變符號。
36. 如申請專利範圍第31項之方法，其中根據一個最小無偏差均方誤差(UMMSE)計畫處理該等收到的調變符號。
37. 如申請專利範圍第31項之方法，其中該發送器單元上的處理包含：
根據該收到之傳輸頻道的SNR評估編碼每一個傳輸頻道的資料。
38. 如申請專利範圍第37項之方法，其中該發送器單元上的處理尚包含：
按照一根據該收到之傳輸頻道的SNR評估而選取之調變計畫調變每一個傳輸頻道的編碼資料。
39. 一種多輸入多輸出(MIMO)系統，包括：

六、申請專利範圍

一接收器單元，包括：

多個前端處理器，其中架構成經由多條接收天線接收多個信號，及處理該等收到的信號、以提供收到之調變符號；

至少一耦合至該等前端處理器上之接收MIMO處理器，其中架構成接收和處理該等收到的調變符號，以導出頻道狀態資訊(CSI)，藉以表示多個用於資料傳輸之傳輸頻道的特徵；及

一有效耦合至該接收MIMO處理器上之傳輸資料處理器，其中架構成處理傳回給該發送器單元的CSI；及

一發送器單元，包括：

至少一個解調器，其中架構成接收和處理該等接收器單元中的一個或多個信號，以回復該傳輸之CSI；及

一傳輸資料處理器，其中架構成根據該回復之CSI處理傳輸給該接收器單元之資料。

40. 一種於一多輸入多輸出(MIMO)通信系統中之接收器單元，包括：

多個前端處理器，其中架構成經由多條接收天線接收多個傳輸之信號，及處理該等收到的信號、以提供收到之調變符號；

一有效耦合至該等多個前端處理器上之過濾器，其中架構成根據一第一個矩陣過濾該等收到的調變符號，以提供過濾之調變符號，及其中該第一個矩陣表示用於該資料傳輸之多條傳輸天線與該等多條接收天線之間的一

六、申請專利範圍

頻道特徵評估；

一耦合至該過濾器上之乘法器，其中架構成以一第二個矩陣乘該等過濾之調變符號，以評估傳輸之調變符號；

一耦合至該乘法器上之頻道品質評估器，其中架構成評估多個用於該資料傳輸之傳輸頻道的特徵，及提供頻道狀態資訊藉(CSI)、藉以表示該等評估之頻道特徵；及

一傳輸資料處理器，其中架構成接收和處理傳輸自該接收器單元中的CSI。

41. 如申請專利範圍第40項之接收器單元，尚包括：

一第二個評估器，其中架構成根據該等調變符號評估導出一頻道係數矩陣，及其中根據該頻道係數矩陣導出該第一個矩陣。

42. 如申請專利範圍第40項之接收器單元，其中該等傳輸頻道特徵評估包括信號/雜訊比(SNR)評估。

43. 如申請專利範圍第40項之接收器單元，尚包括：

一個或多個解調變元件，其中將每一個解調變元件架構成根據一特殊的解調變計畫接收和解調變一個別之調變符號評估流，以提供一解調變符號流。

44. 如申請專利範圍第43項之接收器單元，尚包括：

一個或多個解碼器，其中將每一個解碼器架構成根據一特殊的解碼計畫接收和解碼一解調變符號流，以提供解碼資料。

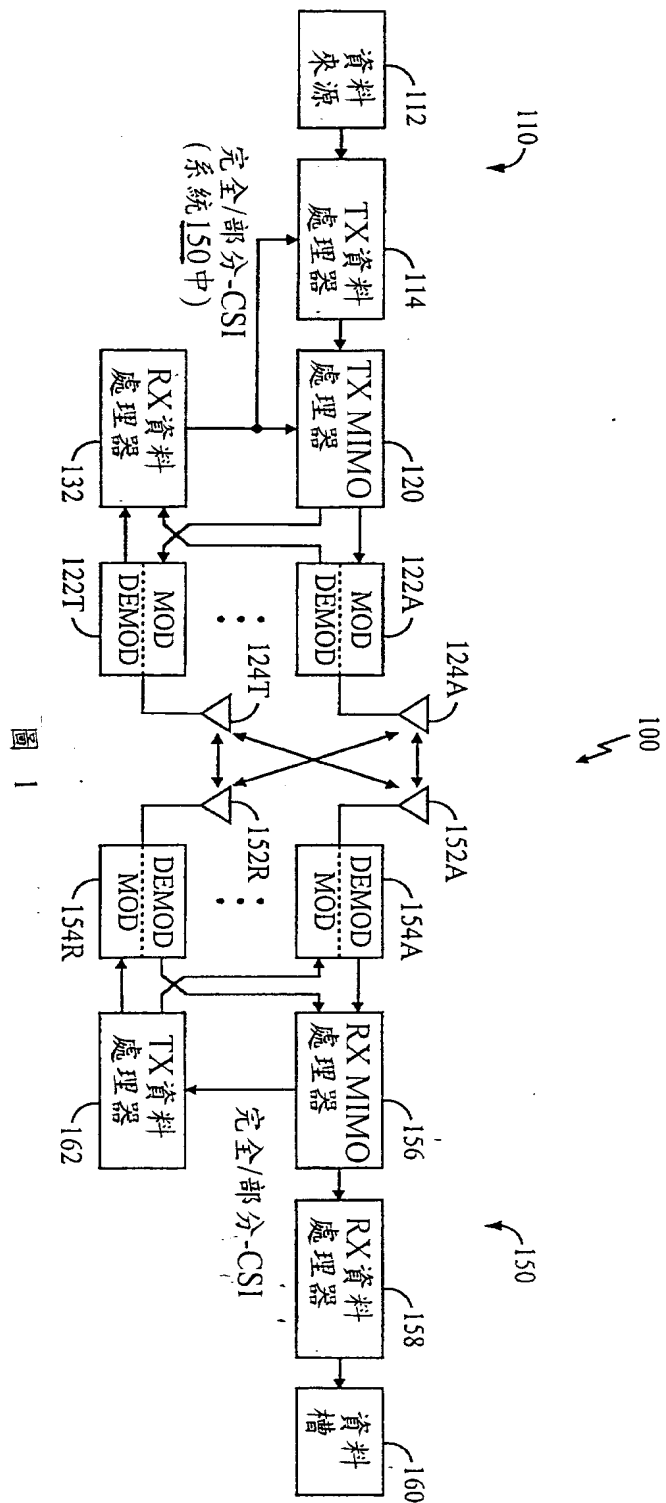


圖 1

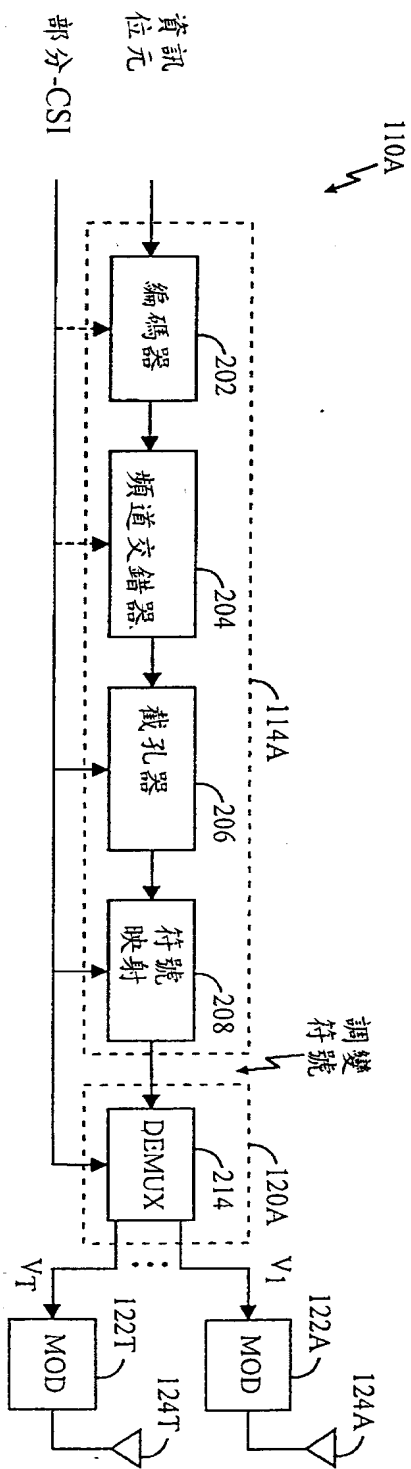


圖 2A

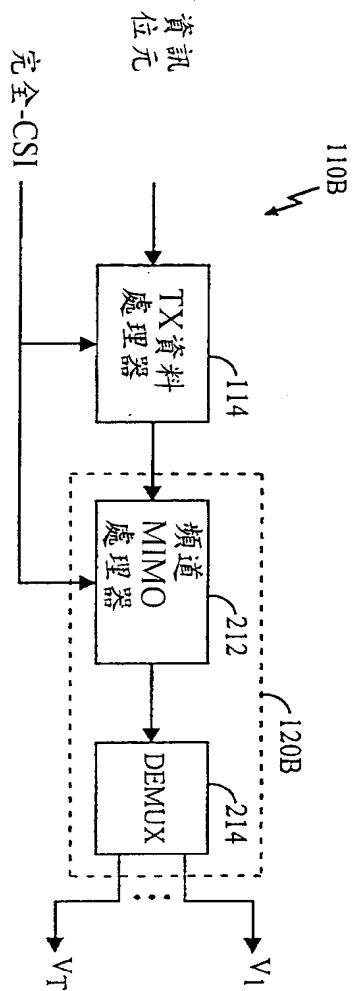


圖 2B

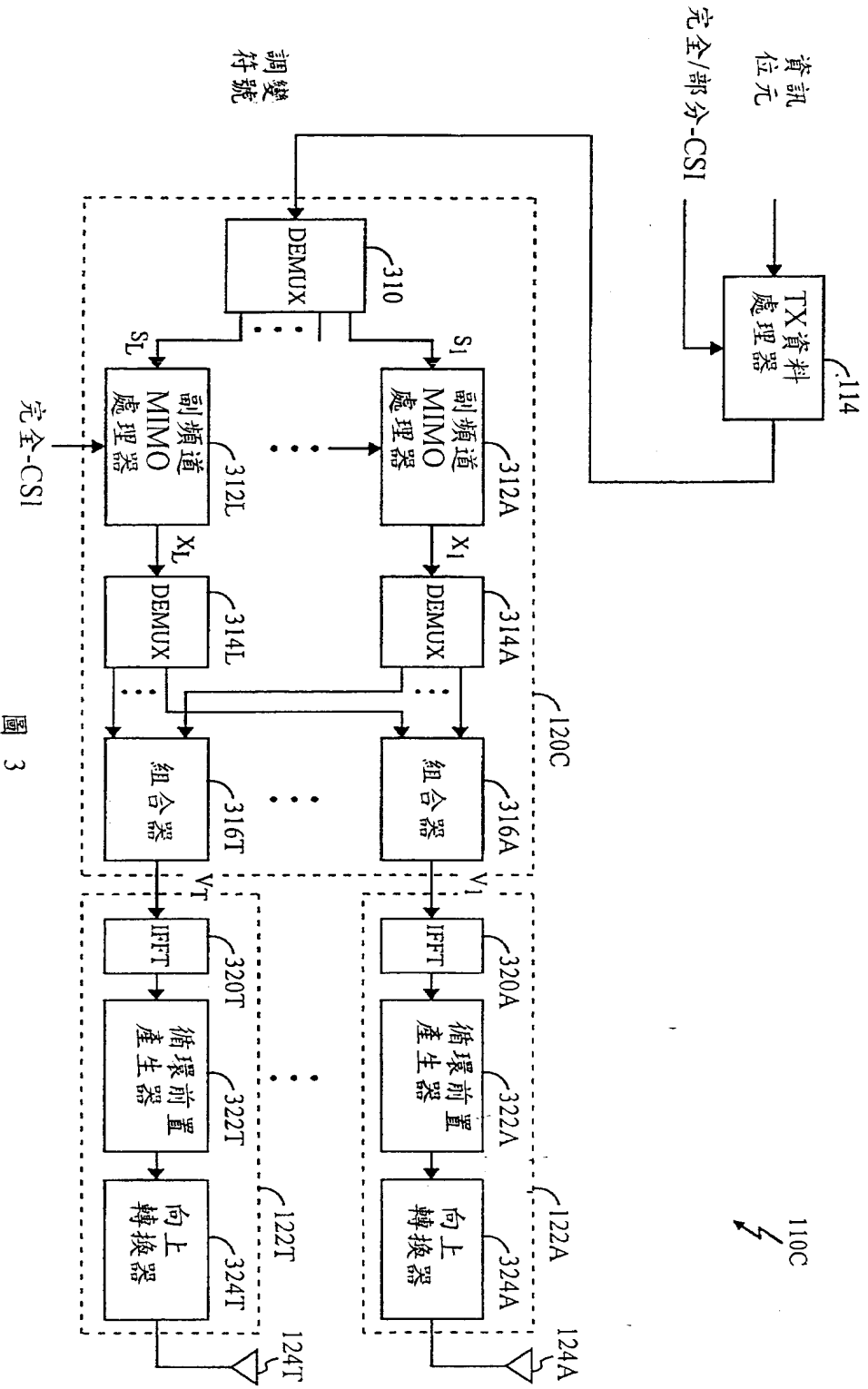


圖 3

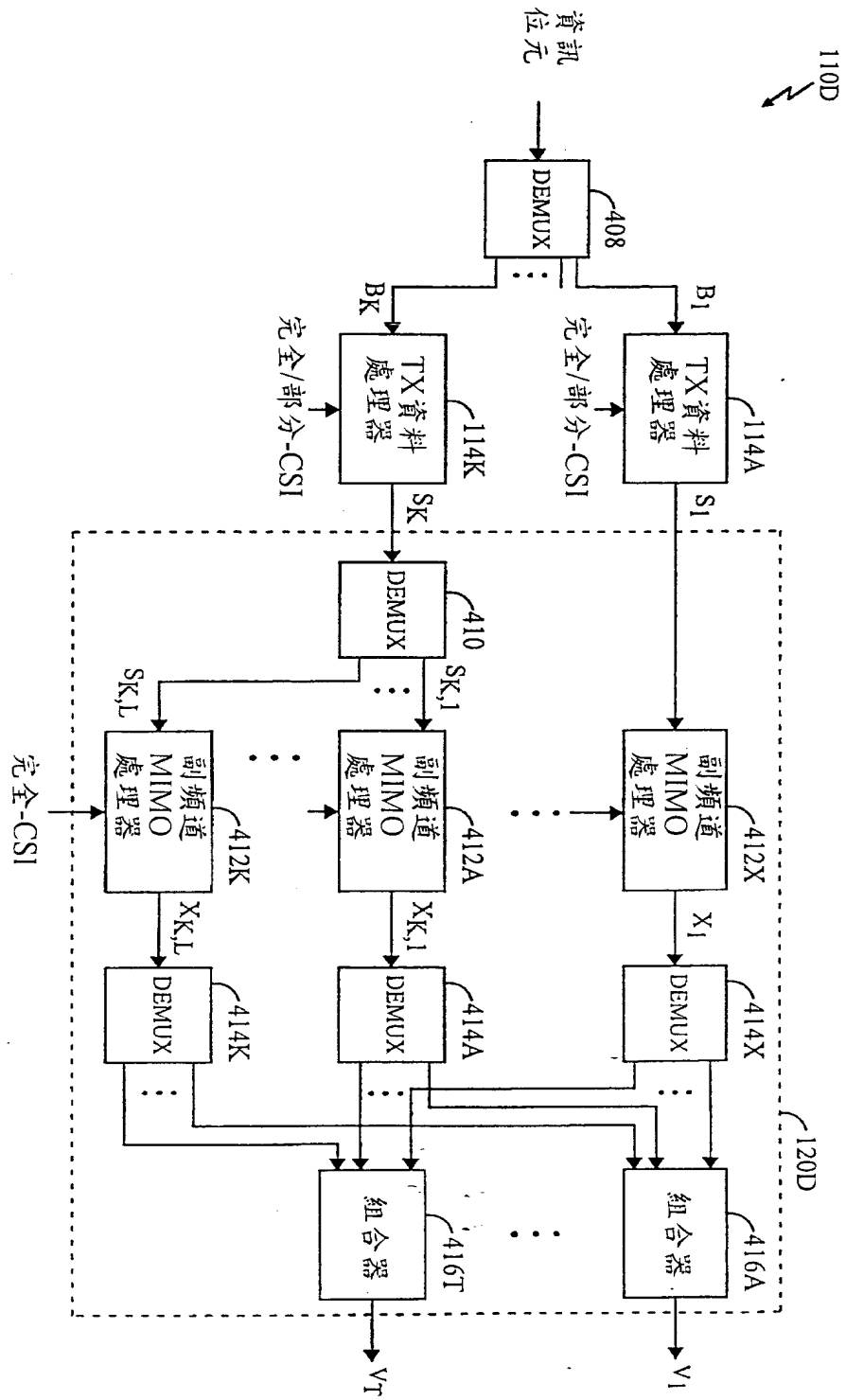


圖 4

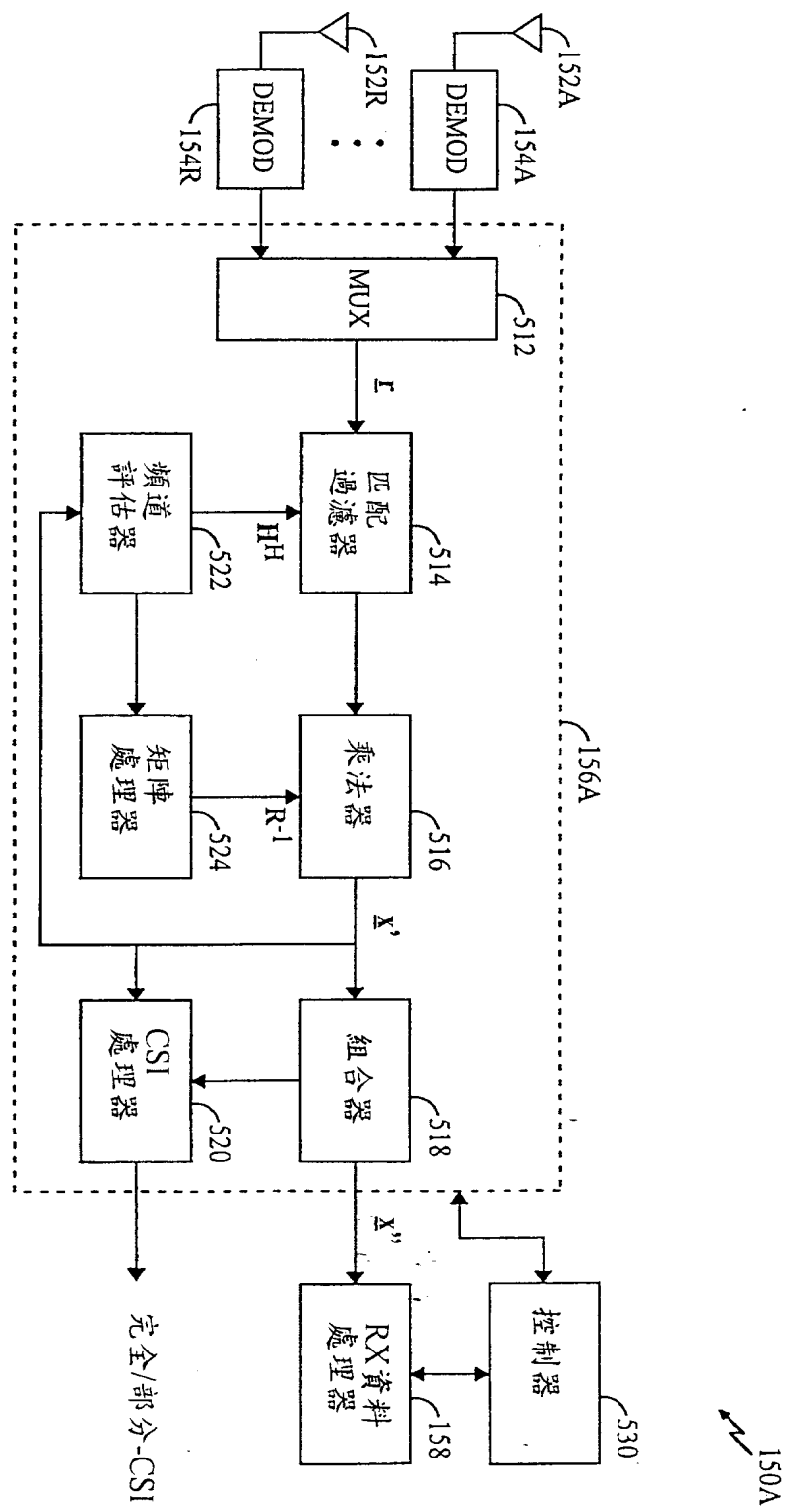


圖 5

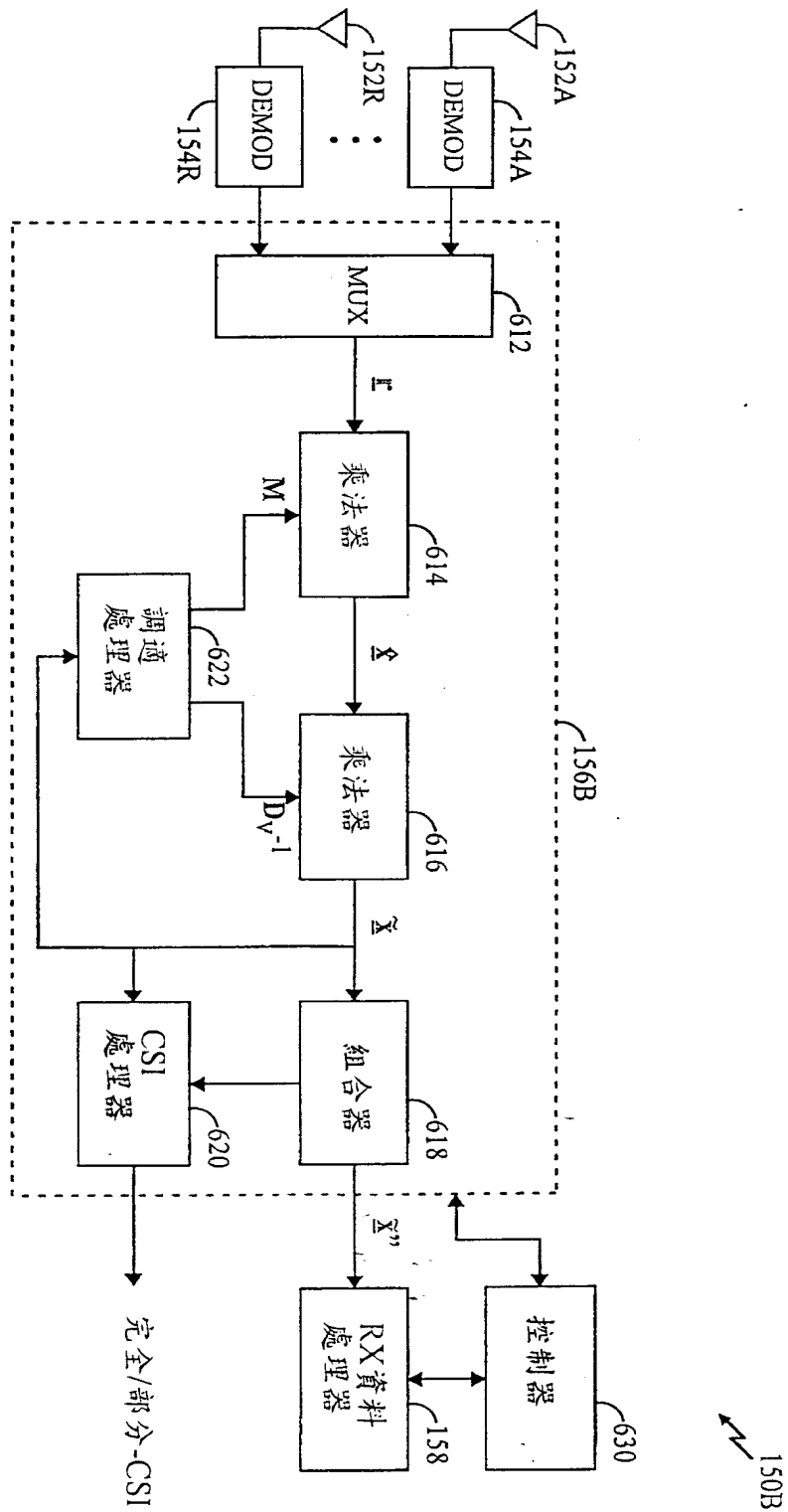


圖 6

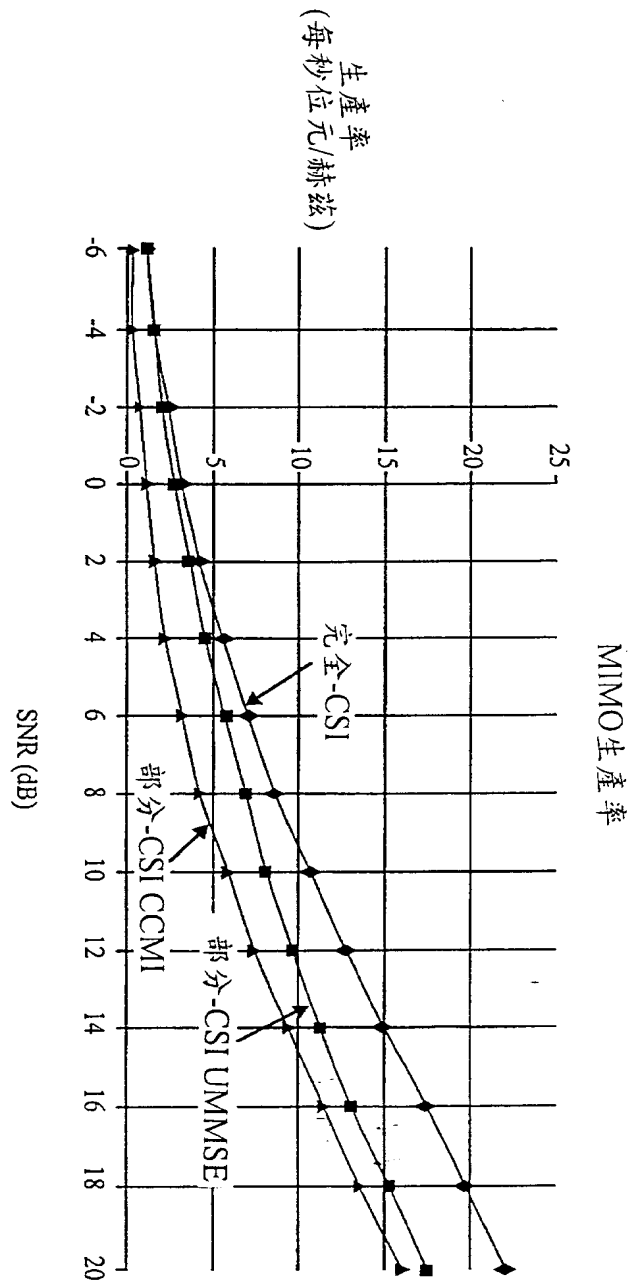


圖 7A

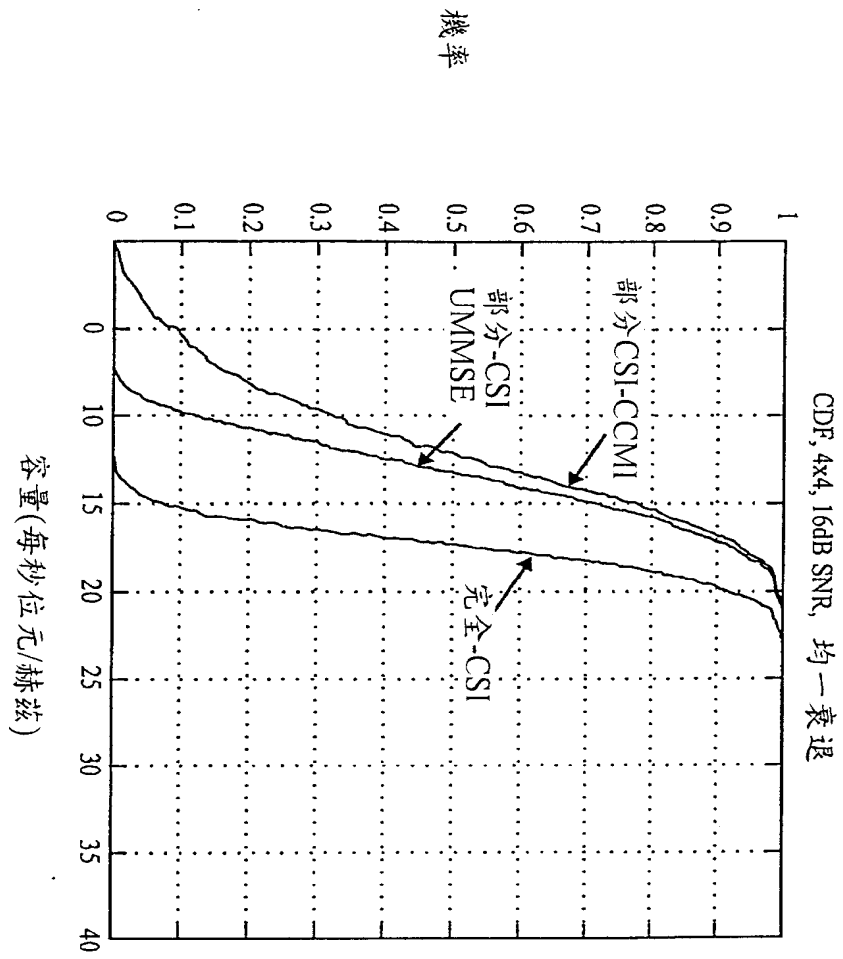


圖 7B